



TITLE:

集積回路を用いたマイクロ波発振器とその応用に関する研究(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

南部, 修太郎

CITATION:

南部, 修太郎. 集積回路を用いたマイクロ波発振器とその応用に関する研究. 京都大学, 1979, 工学博士

ISSUE DATE:

1979-03-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r3843>

RIGHT:

集積回路を用いたマイクロ波発振器と
その応用に関する研究

1978年11月

南部 修太郎

集積回路を用いたマイクロ波発振器と その応用に関する研究

南部 修太郎

DOC
1978
17
電気系

目 次

内 容 梗 概

緒 論	1
1 章 マイクロ波ストリップ線路	3
1.1 ストリップ線路の構成	3
1.2 ストリップ線路の基本特性	4
1.2.1 マイクロストリップ	4
1.2.2 サスペンディッド線路	7
1.3 ストリップ線路の製作	8
1.3.1 ストリップ線路用誘電体基板	8
1.3.2 ストリップ線路用導体	9
1.4 ストリップ線路と同軸線路の接続	11
1.5 ストリップ線路の不連続部	12
2 章 マイクロ波集積回路 (MIC) 回路部品	13
2.1 低域通過フィルタ	13
2.2 共振器	14
2.2.1 分布定数伝送線路共振器	14
2.2.2 分布定数平面円形共振器	15
2.3 方向性結合器	21
2.4 サーキュレータ	22
2.5 ミキサ	23
3 章 MIC安定化発振器	27
3.1 ゲルマニウム・アバランシェ・ダイオード発振器	27
3.1.1 ゲルマニウム・アバランシェ・ダイオード	27
(1) 概 論	27
(2) 構造および動作原理	27

(3) インピーダンス	28
3.1.2 アバランシェ・ダイオード発振器	31
3.2 発振器の安定化法	33
3.2.1 概 論	33
3.2.2 従来の安定化法	34
(1) 帯域阻止フィルタ法	34
(2) 反射形共振器法	34
(3) 透過形共振器法	35
3.3 低Q共振器結合形安定化発振器 (Stabilized Oscillator coupled with Low-Q Cavity~ L Q S Oscillator) の原理	36
3.3.1 L Q S発振器の目的	36
3.3.2 L Q S発振器の動作原理	37
3.3.3 単一モード発振条件	41
3.3.4 低Q共振器の挿入損	46
3.3.5 L Q S発振器の安定度と回路効率	46
3.4 L Q S発振器の製作	48
3.4.1 L Q S発振器の構成	48
3.4.2 寄生共振点の処理	51
3.4.3 機械同調機能の構成	53
3.4.4 低Q共振器による不要モード抑圧効果	55
3.5 L Q S発振器の諸特性	57
3.5.1 発振特性	57
3.5.2 発振周波数の安定化効果	58
3.5.3 負荷特性	60
3.5.4 温度特性	63
3.5.5 雑音特性	64
3.5.6 電子同調特性	69
4 章 ドップラ・レーダ・フロントエンド	73
4.1 ドップラ・レーダ	73

4. 1. 1	小形ドップラ・レーダ概論	73
4. 1. 2	ドップラ・レーダの基本原理	74
4. 2	ドップラ・レーダ・フロントエンドの構成	76
4. 2. 1	ドップラ信号検出回路	77
4. 2. 2	ドップラ信号検出回路との接続によるLQ S発振器の 発振モードの安定化	78
(1)	理論解析	78
(2)	実験	81
4. 3	試作したドップラ・レーダ・フロントエンドの性能	84
5 章	ディテクタ装荷LQ S発振器とそのドップラ・モジュールへの 応用	89
5. 1	ドップラ・モジュールの種類	89
5. 2	ディテクタ装荷LQ S発振器	90
5. 2. 1	構成および動作特性	90
5. 2. 2	動作解析	93
5. 3	導波管フランジ付・MIC・ドップラ・モジュール	97
5. 3. 1	マイクロストリップ導波管の直接変換	97
5. 3. 2	導波管フランジ付LQ S発振器	101
5. 4	移動方向判別アダプタ	104
5. 5	ストリップ線路アンテナ付薄形・ドップラ・モジュール	108
5. 5. 1	アンテナ付ドップラ・モジュールの構成	108
5. 5. 2	反射板付ダイポールアンテナ	109
5. 5. 3	薄形ドップラ・モジュールの性能	114
結 論		117
参考文献		121
著者発表文献		129
付 録		131
謝 辞		137

内 容 梗 概

内 容 梗 概

マイクロ波集積回路 (Microwave Integrated Circuit-MIC) は、大形で複雑かつ高価であったマイクロ波機器の小形軽量化、高信頼性化、低コスト化を目的として研究開発されてきたもので、プロフェッショナルな用途にしか使われていなかったマイクロ波を、もっと大衆的な用途に使っていかうとする時代の動きの中で、現在中心的な役割を果たしている。しかし、MICのなかで発振器は、実用上問題となる諸特性たとえば、安定性、調整の容易さ、再現性などの点で問題があり、MICの長所を今ひとつ生かしきっていなかった。

著者は、マイクロ波の大衆的な需用のひとつとして期待されているミニ・ドップラ・モジュールへの応用を目的として、実用上満足できる特性を有するMIC発振器を得るために、低Q共振器結合形安定化発振器 (Stabilized Oscillator coupled with Low-Q Cavity-LQS Oscillator) を提案した。本論文は、Geアバランシェダイオードを用いたLQS発振器とそのMICドップラモジュールへの応用について、著者がおこなった研究をまとめたものである。

論文内容の概要を以下に示す。

緒論では、本研究の歴史的背景および意義について述べた。

1章では、MICの基礎であるストリップ線路について、概説した。

2章では、本研究で製作した発振器以外のMIC回路部品について述べた。MIC発振器に用いる高Q共振器として、アルミナ基板を用いたサスペンディッド構造円形共振器について、基礎的な検討をおこなった。その他、3章、4章で用いるため製作したMIC回路部品、ローパスフィルタ、サーキュレータ、10dB方向性結合器、ミキサについて、その原理を概説すると共に、得られた特性について述べた。

3章では、LQS発振器について述べた。

まず、発振素子として採用したGeアバランシェダイオードについて、その原インピーダンスなどについて概説した。また、従来、立体回路発振器で提案されている様々な安定化法についても、概説した。(3.1節、3.2節)

3.3節では、組立後の回路調整が簡略化されるなど、MIC化に適した新

しい安定化法であるLQS発振器の理論について述べた。LQS発振器では、周波数安定化のための高Q共振器を、構造を簡単化するために被安定化発振器に直結したが、このような複合共振器では、共振点が2つ存在し、モードジャンプの成因となる。そこで、安定度のより悪い一方のモードでの発振を抑圧し、単一モードの発振を確実にかつ容易に得るために、共振周波数が不要発振モード周波数付近で、かつバラクタあるいはディテクタ・ダイオードの封入によりQ値を低くした共振器を、安定化共振器に直結して、その周波数付近での回路損失を大きくした。

このLQS発振器について、不要モード抑圧条件、単一モード発振の得られる被安定化周波数幅、安定度、回路効率などを理論解析した。解析の結果、不要モード発振が、低Q共振器の結合により、実用十分なバイアス電流値まで抑圧されること、および、低Q共振器の最適設計条件などが明らかになった。また、低Q共振器付加による発振モードでの挿入損はわずかであり、安定度もほとんど影響を受けないことなどが確認された。

3.4節では、実際に製作したLQS発振器について述べた。発振器製作上の問題点であった寄生共振点処理、および機械同調機能について述べた。また、低Q共振器による不要モード抑圧効果を実験的に調べ、ほぼ3.3節の数値解析の結果と一致していることを確認した。

3.5節では、LQS発振器の諸特性について述べた。LQS発振器では、発振周波数のばらつきが、単一共振器からなる発振器に比べ、ほぼ安定度分の1になることを実験的に確認した。この他、発振特性、負荷特性、FM、AM雑音特性、電子同調特性について述べた。FM雑音も単一共振器からなる発振器に比較して、LQS発振器ではほぼ安定度分の1になっていることを確認した。また、バラクタ装荷LQS発振器では、周波数偏移30MHzにわたって、直線性の良い、出力変動の少ない電子同調性が得られることを、実験、数値解析により明らかにした。

4章では、バラクタ装荷LQS発振器と、2章で述べたMIC回路部品を組み合わせて構成した、ドップラ・レーダ・フロントエンドについて述べた。まず、4.2節でドップラ信号処理回路の特性について述べた。つぎにドップラ信号処理回路のように、発振周波数付近のみで整合がとれた狭帯域整合負荷との接続による、LQS発振器の発振モードの安定化効果について解析し、実験した。

その結果、ある条件の下では、広帯域整合負荷よりもむしろ、不要発振モード周波数付近で高い反射係数を有する狭帯域整合負荷を接続した方が、不要発振モード抑圧効果が増すことが分った。

このようにして製作した、MIC・ドップラ・レーダ・フロントエンドは、良好な特性を示した。

5章では、ディテクタ装荷LQS発振器のドップラモジュールとしての動作について述べた。

このドップラ・モジュールは、構造が簡単であるにもかかわらず、良好な特性を示した。また、放射出力が変化しても、ドップラ信号出力レベルが不変という、従来にない特性を示すことが分った。このため、周囲条件が変動してもドップラ信号出力レベルが安定であることが分った。(5.1節)

5.2節では、この原因について解析した。一般に、ディテクタ装荷発振器をドップラモジュールとして使うとき、ディテクタで検出されるドップラ信号出力には、従来考えられていた発振出力変動によるドップラ信号成分以外に、ドップラ周波数シフトによる信号成分も含まれていると考えると、前述のような特性が得られる可能性のあることが分った。

5.3節では、ディテクタ装荷LQS発振器と導波管フランジを持つアンテナとの直接接続を可能にするために、著者が提案したマイクロストリップ導波管の直接変換法について述べた。これは、アルミナ基板を用いたストリップ線路ダイポールアンテナを、プローブとして基板が導波管のE面に平行になるように導波管中に挿入し、導波管の基本モードを励振して、ストリップ線路から導波管、あるいは逆方向へ直接変換する方法である。試作した変換器は、周波数10.3～10.7GHzで、VSWR 1.2以下、挿入損0.2dB以下であった。また、本変換法では、円形導波管、方形導波管両方共への変換が、ほぼ同様に可能であった。この変換器をLQS発振器と接続して、導波管フランジ付LQS発振器を製作した。

5.4節では、ディテクタを内蔵した簡単なアダプタを導波管フランジ付ディテクタ装荷LQS発振器に接続することにより、移動方向の判別が可能なることを実験、解析により示した。

5.5節では、著者が提案したストリップ線路アンテナ付薄形MICドップラ・モジュールについて述べた。これは、電磁波が基板に直角方向に放射されるように

反射板を構成したストリップ線路ダイポールアンテナを前述のディテクタ装荷 L Q S 発振器と一体化したものである。放射パターンは、半値角が約 60 度で、基板面に直角な方向に対してほぼ対称であった。この結果、18 mm と極めて薄形のドップラモジュールが可能になった。

結論では、以上の研究成果をまとめた。

緒

論

第二次大戦後十数年の間に、導波管や立体回路、真空管を主体とするマイクロ波回路技術はほぼ確立され、その技術は多重通信やレーダあるいは計測に、ひろく応用されている。しかし、このようなマイクロ波回路は、大形で複雑かつ高価な装置を必要とし、したがって応用分野も限られていた。これは、マイクロ波回路製作の技術的困難さおよび量産する程の需要がないことが原因であった。

しかし、1960年代後半から、マイクロ波機器の小形軽量化、高信頼性、低コスト化等を目的とした、マイクロ波集積回路(Microwave Integrated Circuit-MIC)の研究開発がさかんになった。^{1) 2) 3)}一般にICの特徴は、(1)小形軽量、(2)高信頼性、(3)低コスト(量産性)、(4)高性能等であるが、これらの特徴の故に、MIC技術は、現在では、様々な分野で実用化され、もはやマイクロ波技術の主流になっていると言ってもよい。

このように、MICの研究開発に拍車をかけた要因としては、シリコントランジスタやダイオード等マイクロ波半導体素子の発達に伴う、小形軽量化への要求と可能性の増大、およびこれら半導体素子のインピーダンスの低さが、インピーダンスの高い立体回路よりも、低いMICに適していたことなどが考えられる。しかし、さらに大きな要因は、従来プロフェッショナルな用途しか考えられていなかったマイクロ波を、大衆的な用途に使っていかうとする、時代の大きな流れがあったことであろう。MIC技術は、現在も続くこの流れの中で、中心的な役割を果しつつある。

このような大衆的な需要のひとつに、小形ドップラ・モジュールがある。このモジュールは、速度計、侵入警報装置、プロセス制御、自動車の車速制御、衝突防止装置等のセンサとして、幅広い応用が考えられている。^{4) 5) 6)}

MICは、低周波でのICと同様に、ハイブリッドICとモノリシックIC^{7) 8) 9)}に大別されるが、モノリシックICは、回路損失が大きくQが低下するため、まだ研究段階に止まっているのが現状である。したがって、普通MICと言えば、誘電体基板上に受動回路、導波路、能動素子チップを集積化したハイブリッドICをさす。

M I Cの研究開発は、まずその基本の伝送線路であるストリップ線路、およびそれを用いた受動回路部品についてなされた。たとえば、サーキュレータ等の非可逆素子、電力分配器、方向性結合器、などは比較的実用化の速かった分野である。また、ストリップ線路とマイクロ波半導体で構成された、周波数変換器（ミキサ回路）、中間周波増幅器、A G C回路等も、現在ではすでに実用化されている。

しかし、マイクロ波回路システムの入出力部にあたる、アンテナおよび発振器は、M I Cの中で、最も研究開発の遅れた分野であった。しかし、この入出力部を含めた全M I C化によって始めて、前述したM I Cの特徴が十分に発揮できる訳で、この入出力部のM I C化は、重要な課題であった。

発振器については、M I Cの開発が活発になり始めたのと同じ頃、従来のクライストロン等の真空管に代って、マイクロ波発振器の固体化を可能にする画期的な固体発振素子が提案された。1963年のガンダイオード¹⁰⁾、1965年のアバランシュダイオード¹¹⁾等がそれである。以来、マイクロ波発振器の固体化を目指して、素子、回路両面からの精力的な研究開発が進められた。

発振回路は、立体回路を使った研究開発が主であったが、M I C発振器も、1968年に最初の報告がなされている¹²⁾。しかし、ストリップ線路は立体回路に比べQ値が低く、発振器としての実用的な諸特性、特に、実用に十分な特性の安定性、再現性を得るためには、様々な回路研究が必要であった。

本論文は、以上述べた背景のもとに、ゲルマニウムアバランシュダイオードを用いた、M I C安定化発振器と、そのドップラモジュールへの応用に関して、著者が1971年から1976年にかけておこなった研究の成果をまとめたものである。

1 章 マイクロ波ストリップ線路

1 章 マイクロ波ストリップ線路^{③ 13) 14)}

1.1 ストリップ線路の構成

マイクロ波集積回路(MIC)は、ストリップ線路を主体として構成される。マイクロ波エネルギーは、このストリップ線路に沿って伝送、あるいは閉じ込められる。

このストリップ線路の種類を図1-1(a)~(g)に示す。¹⁴⁾ (a)のマイクロストリップは、他の形式(b)(c)に比べ、放射損失が大きく外部の影響を受けやすいという欠点があるが、構造が簡単で製作が容易であり、MICにおいて最も多用されている。(b)(c)は構造は複雑であるが損失が小さく、高Qの共振器を得るときに用いることが多い。本研究でも、発振器は(c)のサスペンデッド線路を用いて構成した。

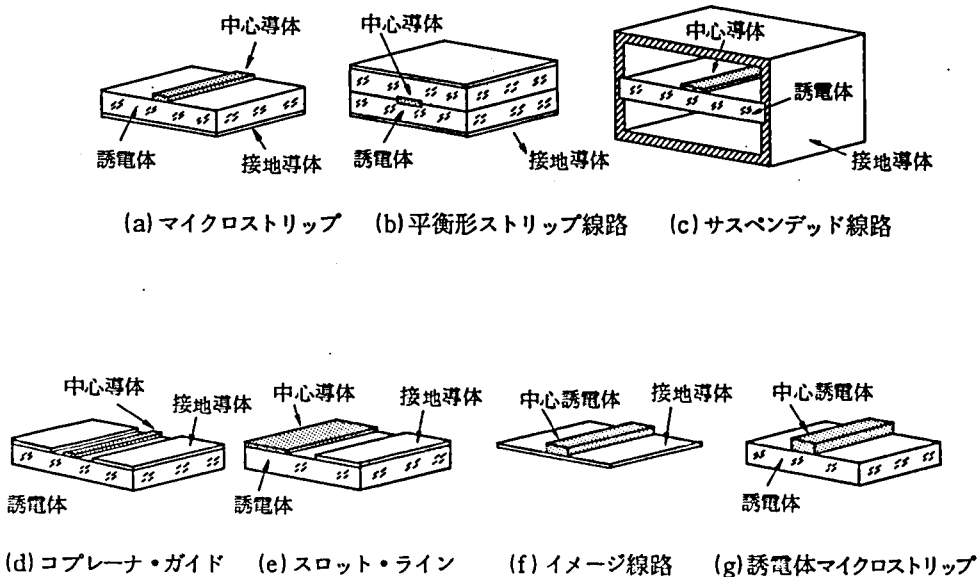


図1-1 マイクロ波ストリップ線路の構造と種類¹⁴⁾

1.2 ストリップ線路の基本特性

1.2.1 マイクロストリップ^{15) 16)}

マイクロストリップの主伝送モードはTEMモードである。図1-2に、マイクロストリップの電磁界分布と等価回路を示す。¹⁴⁾ ここで、 L 、 C は単位長さあたりのインダクタンスと容量、 R 、 G は導体の抵抗および導体間のコンダクタンスである。

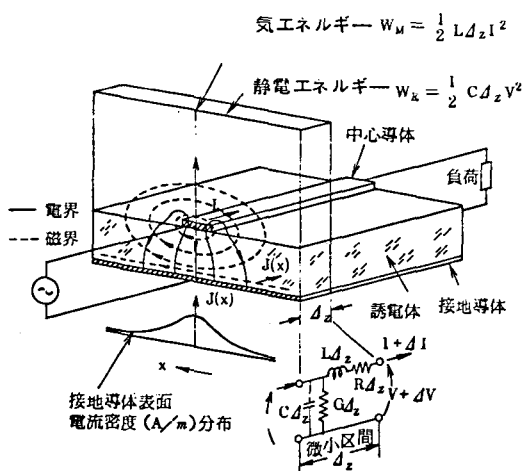


図1-2 マイクロストリップの電磁界分布と等価回路¹⁴⁾

$$V = A e^{-(\alpha + j\beta)z} + B e^{(\alpha + j\beta)z} \quad (1.1)$$

$$I = \frac{1}{Z_0} \left\{ A e^{-(\alpha + j\beta)z} - B e^{(\alpha + j\beta)z} \right\} \quad (1.2)$$

ここで、 α は減衰定数、 β は位相定数、 Z_0 は特性インピーダンスと呼ばれるもので、通常、 $R \ll \omega L$ 、 $G \ll \omega C$ であるから次式で与えられる。

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{C}{L}} R + \sqrt{\frac{L}{C}} G \right) \quad (1.3)$$

$$\beta = \frac{\omega}{v}, \quad v = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.4)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.5)$$

マイクロストリップの場合、図1-2から分るように、電界成分は、比誘電率 ϵ_r をもつ誘電体中と真空中との両方に存在する。誘電体中を通過する電気力線の割合を q 、真空中を通過する割合を $(1-q)$ とすると、マイクロストリップ単位長あたりの容量 C は、 $\epsilon_r=1$ の場合を C_0 とすると、次式で与えられる。

$$C = \left\{ 1 + q(\epsilon_r - 1) \right\} C_0 \equiv \epsilon_{eff} C_0 \quad (1.6)$$

このとき、 ϵ_{eff} を等価誘電率、 q を実効充てん率と呼ぶ。(1.4)(1.5)(1.6)式より、マイクロストリップの β 、 Z_0 、 v は、真空中の値をそれぞれ β_0 、 Z_{00} 、 v_0 (=光速)とすると、

$$\beta = \sqrt{\epsilon_{eff}} \beta_0, \quad Z_0 = \frac{Z_{00}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad v = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.7)$$

導体幅を w 、基板厚みを h とすると Z_{00} は次式で近似できる。

$$Z_{00} = 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (1.8)$$

$$Z_{00} = \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^2} \quad \frac{w}{h} \geq 1 \quad (1.9)$$

また波長短縮率 η は(1.7)式より次式で与えられる。

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.10)$$

Wheeler によって求められたマイクロストリップの特性インピーダンスを図1-3に示す。^{15) 17)}

伝送線路の損失には、放射損失、導体損失、誘電体損失、反射損失がある。

誘電体損失 α_a は(1.3)式中 G の成因であり、 $G = q(\omega \epsilon_r C_0) \tan \delta$ と表わされる。ここで、 $\tan \delta$ は誘電体損失、 ω は角周波数である。 G と(1.3)(1.7)式より、 α_a は次式となる。

$$\alpha_a = \frac{\beta}{2} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{eff}} q \tan \delta \quad (1.11)$$

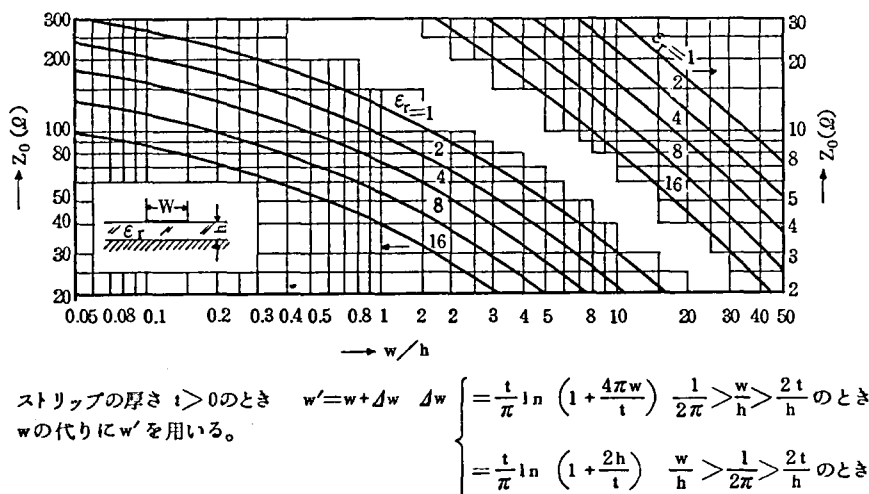


図 1-3 マイクロストリップの構造と特性インピーダンスの関係¹⁷⁾

本研究で用いたアルミナセラミック基板では $\tan \delta$ は 10^{-4} 以下であるので、 x バンドでは α_a はほとんど無視できる。

導体損失 α_c は (1.3) 式中 R の成因である。導体の表面抵抗 R_s は、表皮深さを δ 、真空中の透磁率を μ_0 、導電率を σ とすると、次式で与えられる。

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} = \sqrt{\frac{\pi \mu_0 f}{\sigma}} \quad (1.12)$$

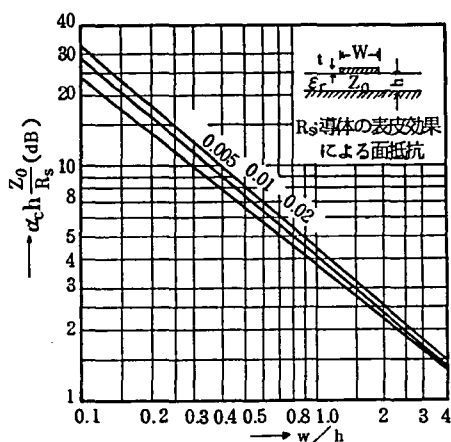


図 1-4 マイクロストリップの構造と導体損失 α_c の関係¹⁸⁾

電流がストリップ線路と接地導体上で、電流密度一定で幅 w の領域を流れると仮定すると、 $R = 2R_s / w$ であるから、(1.3) 式より、 α_c は次式となる。

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 w} \quad (1.13)$$

マイクロストリップの α_c と w/h の関係を図 1-4 に示す。¹⁸⁾

放射損失 α_r は、線路から電磁波が空气中に放射されることによる損失、反射

損失 α_m は、線路途中にインピーダンス不整合があると生じる損失である。全損失 α は、これらの和 $\alpha = \alpha_a + \alpha_c + \alpha_r + \alpha_m$ で表わされる。

ストリップ線路がなく誘電体基板のみでも、マイクロ波は伝搬する。つまり、接地基板上での反射と、誘電体-真空界面での全反射を繰り返しながら伝搬する。このモードを表面波モードと呼ぶ。表面波には、TM、TEモードが存在するが、それらのうち基本モードを図1.5に示す。¹⁴⁾

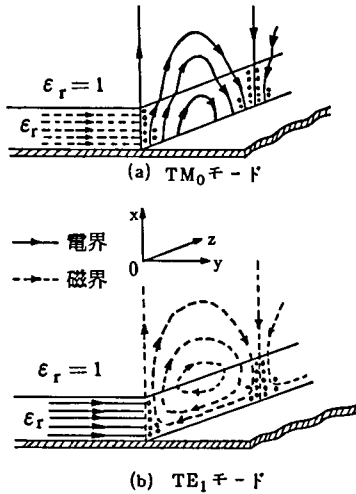


図1-5 TM、TE基本モードの電磁界分布¹⁴⁾

これらのモードは、TEM波によって励振される可能性があり、特に両者の位相速度が一致すると強い結合をおこす。結合が生じると、表面波は誘電体基板の端からエネルギー放射されるので、TEM波の損失が増す。¹⁹⁾

これを防ぐには、表面波と位相が一致する周波数以下で使えば良い。TM₀モードのシャ断周波数は零、TE₁モードのシャ断周波数 f_{CE} は零ではないが、一般に f_{CE} 以下で使用すれば、これらの表面波との結合を小さくできる。 f_{CE} の値は、たとえば本研究で用いた、 $h=0.65\text{ mm}$ のアルミナ基板($\epsilon_r=9.7$)では、39 GHzである。

1.2.2 サスペンディッド線路^{20) 21)}

この線路の伝搬モードもまたTEM波であり、マイクロストリップと良く似た電磁界分布となる。この線路の寸法と Z_0 、 η および、電磁界分布を図1.6に示す。¹⁴⁾

しかし、マイクロストリップでは

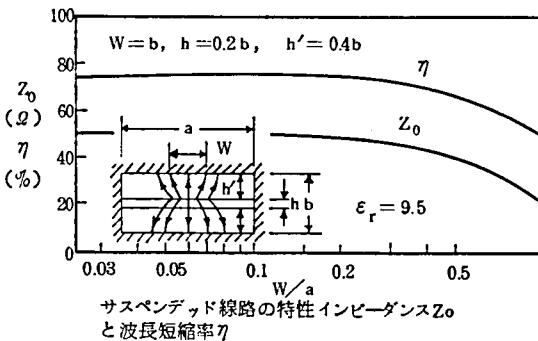


図1-6 サスペンディッド線路の構造特性インピーダンス Z_0 および波長短縮率 η の関係¹⁴⁾

誘電体基板内に分布していた電界は、この場合には、基板を貫ぬいて下の接地板に到る。このため、等価的に、誘電体基板の容量 C_s と基板下の空気層相当の容量が直列に入ると考えられる。したがって、マイクロストリップ (C_s のみ) に比べ、 ϵ_{eff} が小さくなる。

導体損失 α_c は、同じ基板厚 h 、同じ特性インピーダンス Z_0 のマイクロストリップと比較して約 $1/5$ になる。誘電体損失 α_a も、マイクロストリップと同様無視でき、放射損失 α_r も、しゃへいされているため無視できる。このため、この線路の損失は小さく Q 値が高い。

また、表面波との結合は、この線路の場合、 TE_1 モードしゃ断周波数 f_{CE} がマイクロストリップの約倍弱になるため、伝搬定数、 ϵ_{eff} の分散特性は、非常に小さい。

本研究では 2. 2. 2 節で詳説するが、サスペンディッド線路の高 Q 、高 η 特性に注目して、発振器用の共振器として、サスペンディッド構造共振器を採用した。

1. 3 ストリップ線路の製作

1. 3. 1 ストリップ線路用誘電体基板²²⁾

表 1 - 1 M I O 用誘電体基板¹⁴⁾

分類	材料	純度 (%)	表面あらさ (μ)	比誘電率 ϵ_r	$\tan \delta$
セラミック	アルミナ	96	0.62	8.9	0.0006
	アルミナ	99.5	0.2~0.5	9.5	0.0001
	アルミナ	99.9	0.05, 2.87	9.9	0.000025
	ベリリア	—	0.45	6.1	0.0001
単結晶	サファイア	100	0.005	11.0	0.0002
	水晶	99.9	0.006 以下	3.78	0.0015
ガラス	けい酸ガラス	無アルカリ	0.006 以下	5.74	0.0036
フェライト	ガーネット系フェライト	—	—	15.8	0.001
	スピネル系フェライト	—	—	11.2	0.00035
プラスチック	デフロン	—	—	2.11	0.0006
	照射ポリエチレン	—	—	2.32	0.0003
	ポリスチロール	—	—	2.48	0.0008

(注) 下3行のプラスチックの ϵ_r および $\tan \delta$ は $f=1.3$ GHz における測定値。他は $f=10$ GHz における値。

M I C用基板として下記の条件が要求される。

- (1) 誘電率、機械強度が、周波数、温度に対して安定であること。
- (2) 高誘電率で低誘電損失であること。
- (3) 高熱伝導率を有すること。
- (4) 導体との接着度が大であること。
- (5) 化学的に不活性であること。

表1-1に、現在主に使用されている誘電体基板の特性を示す。¹⁴⁾ この他に GaAs、Si など、モノリシック I C用基板がある。

現在最も多用されているのは、セラミック基板特にアルミナであり、本研究でも $\epsilon_r = 9.7$ 、純度 99.5% のアルミナを使用した。

1.3.2 ストリップ線路用導体

ストリップ線路には、良導体の金属を用いる必要があるが、一般に誘電体との接着度が良くないことが多いため、不良導体ではあるが接着度の良い金属を、いったん蒸着してから、良導体金属をメッキする方法がとられる。良導体金属としては、Au、Cu、Ag、Al、接着用金属としては、Cr、Ta、Ni-Cr、Ti などが良く使われる。

表1-2に、メタライゼーションした基板の密着性とQ値の関係を、代表的

表1-2 メタライゼーションした基板の密着性とQ値³⁾

試料 項目		A		B	C	D	E	F
蒸着層(Å)		Cr+Cu (350+1000)		Cr+Au (240+560)	Ni-Cr+Cu (250+1200)	Ni-Cr+Au (320+530)	Cr+Cu (280+1000)	ナシ(無電 解めっき)
めっき 層(μ)		Cu (10)	Cu+Au (8+2)	Cu (10)	Cu (10)	Cu (10)	Cu (10)	Cu (10)
密着性 (g/cm)		750 以上	750 以上	750	280	300	750以上	100
はく離状態		基板に Cr が若干残る		めっき層の みはく離さ れる	Ni-Cr 層が はく離され る	めっき層の みはく離さ れる	基板に Cr が若干残る	めっき層が きれいいに はく離される
Q _u 値	3.8	340	290	300	320	300	365	350
	5.7	390	350	360	360	360	400	390
	12.7 (GHz)	290	280	270	280	260	200	220

注(1) セラミックの厚さは A~D が 0.72, E, F が 1.0 である。

注(2) 接地導体側の構成は Cr(200~300Å)+Cu(10μ) である。

な金属の組み合わせについて示した。³⁾

本研究では、Ni-Cr + Au の組み合わせ(D)を主に使用した。本研究における、ストリップ線路製作のフローチャートを、図1-7に示す。

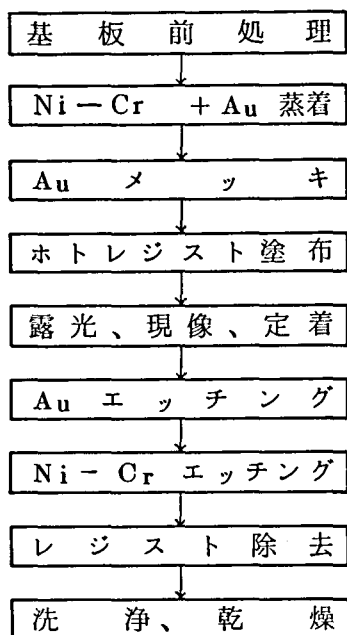


図1-7 ストリップ線路の製作フローチャート

まず、アルミナ基板は鏡面研磨後、メタノール、中性洗剤、トリクロルエチレン、アセトン等で念入りに洗浄する。この工程は、ストリップ線路の密着性に大きく影響する。

次に 5×10^{-5} Torr の真空中で、基板温度 200°C で、Ni-Cr (200\AA)、Au (2000\AA) を蒸着する。

次にAuメッキをする。メッキ液の組成は次のとおり。

クエン酸 ($\text{C}_6\text{H}_8\text{O}_7 \cdot \text{H}_2\text{O}$)	29 gr
クエン酸カリウム ($\text{K}_3\text{C}_6\text{H}_5\text{O}_7 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$)	186 gr
シアン化金カリウム ($\text{KAu}(\text{CN})_2$)	19 gr
水	1 ℓ

液の温度を 60°C 、電流密度 $1.24\text{mA}/\text{cm}^2$ 、メッキ速度 $0.04\text{ }\mu/\text{min}$ という条件で、

約 $4\text{ }\mu$ メッキする。これは Au のスキンドプス ($0.7\text{ }\mu$) の 4~5 倍の厚さにするためである。

この後、 180°C で 20 分間シンターし、脱ガス処理を行なうと共に、導体金属の密着性を検査する。

ホトレジストは、KTFR を使用し、約 $2\text{ }\mu$ 塗布した。プリバークは 80°C 20 分間、ポストバークは 180°C 20 分間でおこなった。

次に Au のエッチングをおこなうが、エッチング液の組成は下記のとおり。

ヨウ化カリ (KI)	100 gr
ヨウ素 (I_2)	50 gr
水	1 ℓ

エッチングは、液温 40℃ で 10 分間、かくはんしながらおこなった。サイドエッチ量は約 10 μ である。

水洗後、Ni-Cr エッチングをおこなうが、エッチング液の組成は下記のとおり。

$\left\{ \begin{array}{l} \text{硝酸第 2 セリウムアンモニウム} \\ \text{硝 酸} \\ \text{水} \end{array} \right.$	$(\text{Ce}(\text{NO}_3)_4 \cdot 2(\text{NH}_4\text{NO}_3) \cdot x\text{H}_2\text{O})$	220 gr
	(HNO_3)	10 cc
		1 ℓ

エッチングは室温で約 30 秒でおこなう。サイドエッチ量は約 25 μ である。レジストは、約 100℃ に加熱した J-100 中に約 20 分間浸して除去し、トリクロルエチレン、アセトンで洗浄して、乾燥する。

以上のようにして、ストリップ線路を製作した。

1. 4 ストリップ線路と同軸線路の接続

測定器は、ほとんどが同軸系で構成されているので、同軸線路—ストリップ線路の変換コネクタが必要である。

TEM 波から TEM 波への変換であるので、本質的に問題はないが、広帯域にするのがむずかしい。ストリップ線路への変換用同軸コネクタとして、最も多用されているのは、SMA コネクタである。

本研究では、MIC 回路部品用の広帯域変換コネクタとして、図 1-8 に示した。OSM244-4A を、また気密封止用として、OSM220-8226 を使用した。

OSM244-4A の電圧定在比

(VSWR) は、X バンド (8.0 ~ 12.4 GHz) で 1.2 以下、OSM220-8226 は、1.3 以下であった。

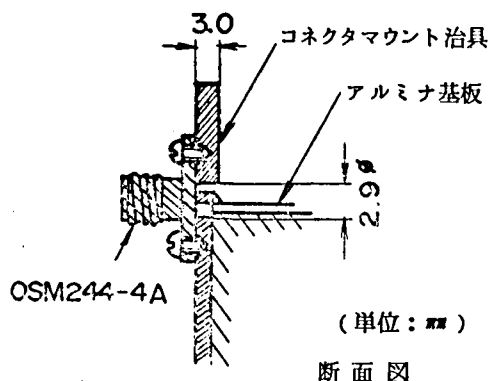


図 1-8 実験に使用したストリップ線路—SMA 変換コネクタの断面図 (OSM244-4A)

1.5 ストリップ線路の不連続部¹³⁾

TEM波の伝搬が可能なストリップ線路における不連続部と、その等価回路を図1-9に示す。¹⁴⁾

先端開放の場合は、先端に電気力線が集中し(エバネセント波)等価的に容量が付加される。間隙は、先端開放時と同じ原因による容量 C_A と、相対する線間を結ぶ電界に基づく容量 C_B で表わされる。 90° 曲がりの等価的なインピーダンスは、曲りの部分で低くなる。これを補正するためには、図1-9 中点線で示すように、曲がりの先端を切り取れば良い。切り残す部分 w' は、はば $w/2$ 程度が良いとされている。中心導体の幅を変化させたときの等価回路は、幅の広い方のふちの電流が狭い方に向って集まるため、その高周波磁束の密集効果によるため、この特性を使って、線路途中にリアクタンス素子を入れることができる。(2.1節 参照)

分類	形態	等価回路
開放端		
間 げ き		
90° 曲がり		
中心導体幅変化		

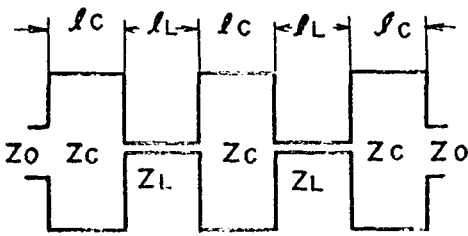
図1-9 ストリップ線路の不連続部とその等価回路¹⁴⁾

2 章 マイクロ波集積回路 (MIC) 回路部品

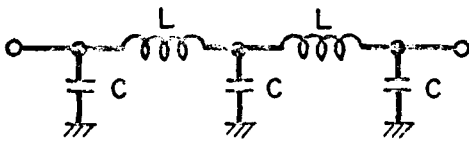
2 章 M I C 回路部品

2. 1 低域通過フィルタ ^{3) 14) 23)}

本研究では、半導体素子への直流バイアス供給あるいはドップラ信号の取り出しに、M I C 低域通過フィルタを採用した。組立てを簡単にするために、低域通過フィルタは、1 - 6 節で述べたリアクタンス素子を使って、分布定数回路で、図 2 - 1 (a) に示すように構成した。その等価回路を同図 (b) に示す。



(a)



(b)

容量 C 、インダクタンス L は線路幅をかえた部分の特性インピーダンスをそれぞれ、 Z_C 、 Z_L 、また、長さをそれぞれ、 ℓ_C 、 ℓ_L とすると、次のように計算できる。

まず、 Z_L の線路の終端に Z_0 なる抵抗をつけたと考えたときの入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = Z_L \frac{Z_0 \cos \beta \ell_L + j Z_L \sin \beta \ell_L}{Z_L \cos \beta \ell_L + j Z_0 \sin \beta \ell_L}$$

(2. 1)

$\beta \ell_L < 1$ (i. e. $\ell_L \ll \lambda / 2\pi$) とすれば、(2. 1) 式は、(2. 2) になる。

$$\begin{aligned} Z_{in} &\approx Z_0 \left\{ 1 + j \frac{\omega \ell_L}{v} \left(\frac{Z_L}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_L} \right) \right\} \\ &\approx Z_0 + j \frac{\omega \ell_L Z_L}{v} \left(1 - \frac{Z_0^2}{Z_L^2} \right) \end{aligned}$$

(2. 2)

ここで、 v は伝播速度である。つまり、

$$L \approx \frac{\ell_L Z_L}{v} \left(1 - \frac{Z_0^2}{Z_L^2} \right) \quad (2. 3)$$

図 2 - 1 低域通過フィルタ

(a) M I C パターン

(b) 等価回路

同様にして

$$C \approx \frac{\ell_c}{vZ_c} \left(1 - \frac{Z_c^2}{Z_0^2} \right) \quad (2.4)$$

このとき、低域通過フィルタのカットオフ周波数 f_c は(2.5)式で与えられる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

この低域通過フィルタを、実際にドップラ・モジュールや発振器用に設計するときは、MICパターンの形状は基板におさまるように、任意の形状に設計した。これらの低域通過フィルタについては、各々の節で述べる。

2.2 共振器

MICで使われる共振器には、様々のものがあるが、本研究では、分布定数伝送線路共振器、分布定数平面円形共振器を用いた。

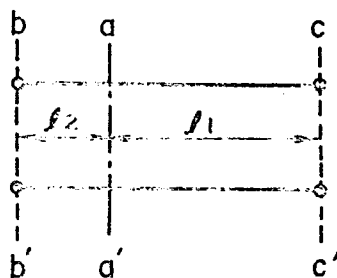
2.2.1 分布定数伝送線路共振器

両端開放あるいは短絡の半波長分布定数伝送線路、一端開放他端短絡の $1/4$ 波長分布定数伝送線路は、共振器を構成する。

いま、図2-2のような、両端開放分布定数伝送線路を考える。 aa' より左右をみたインピーダンス Z_1 、 Z_2 は

$$Z_1 = -jZ_0 \cot \beta \ell_1 \quad (2.6)$$

$$Z_2 = -jZ_0 \cot \beta \ell_2 \quad (2.7)$$



$$\ell_1 + \ell_2 = \frac{\lambda}{2}$$

図2-2 両端開放 $1/2$ 波長線路の概念図

ここに、 Z_0 は特性インピーダンスである。共振条件は $\text{Im}(Z_1 + Z_2) = 0$ より求められ、

$$\cot \beta \ell_1 = -\cot \beta \ell_2 \quad (2.8)$$

$\beta = 2\pi/\lambda$ であるから、

$$\ell_1 + \ell_2 = \frac{m}{2}\lambda \quad (m = 1, 2, \dots) \quad (2.9)$$

(2.9) 式より、図 2-2 は、 $(\ell_1 + \ell_2)$ が半波長の整数倍となるとき、共振器となる。

実際には、ストリップ線路の開放端では、ふち効果による等価容量を考慮する必要がある、半波長よりも短い長さで共振する。

この共振器の Q は、50 Ω マイクロストリップ線路で構成した場合約 200 程度であり、あまり高くない。サスペンディッド線路で構成すればもう少し高くなるので、本研究では、サスペンディッド構造とした。

2.2.2 分布定数平面円形共振器²⁴⁾

分布定数伝送線路共振器より Q の高い共振器を得るためには、導体損失、放射損失を少なくする必要がある。導体損失を少なくするためには、共振回路に 2 次元的なひろがりをもたせるか、全面的に導体を取りはずせばよい。前者の考えに基づくのが、平面円形共振器、後者の考えによるのが、誘電体共振器である。

以上のうち、発振器に使用した平面円形共振器について説明する。

まず、共振モードを求める。²⁵⁾

マクスウェルの式より、

$$\nabla \times \dot{\mathbf{E}} = j\omega\mu\dot{\mathbf{H}} \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{H}} = -j\omega\varepsilon\dot{\mathbf{E}} \quad (2.11)$$

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.12)$$

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.13)$$

ここで、 μ 、 ε をスカラー量、電荷 $\rho = 0$ としている。

前述のごとく、マイクロストリップでは、電界は Z 方向にしか存在しない (TM_{m n} モード) ので、

$$\dot{\mathbf{E}} = E_z \mathbf{i}_z \quad (2.14)$$

故に (2.1 0) 式の左辺を円筒座標で表わせば、次式を得る。

$$\nabla \times \dot{\mathbf{E}} = \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \right) \mathbf{i}_\rho - \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) \mathbf{i}_\theta \quad (2.1 5)$$

故に (2.1 0) 式より、

$$H_\rho = \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \Big/ j\omega\mu \quad (2.1 6)$$

$$H_\theta = - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \Big/ j\omega\mu \quad (2.1 7)$$

$$H_z = 0 \quad (2.1 8)$$

(2.1 6)、(2.1 7)、(2.1 8) 式を (2.1 1) 式へ代入して、

$$\frac{1}{\rho} \frac{1}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \theta^2} + k^2 E_z = 0 \quad (2.1 9)$$

ここで、 $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ である。(2.1 9) 式の解は次式で与えられる。

$$E = a_{\pm m} J_m(k\rho) e^{\pm jm\theta} \quad (2.2 0)$$

ここで、 $a_{\pm m}$ は定数、 $J_m(k\rho)$ は m 次ベッセル関数である。前述のように、ストリップ線路の開放端ではふち効果による容量を考慮する必要があるが、これを無視して、完全開放の境界条件を仮定すれば、

$$\rho = R \text{ のとき、 } H_\theta = 0 \quad (2.2 1)$$

(2.2 0) 式を、(2.1 7) 式に代入して、

$$H_\theta = - \frac{a_{\pm m} K}{j\omega\mu} J'_m(k\rho) e^{\pm jm\theta} \quad (2.2 2)$$

(2.2 1) (2.2 2) 式より、次式を得る。

$$J'_m(kR) = 0 \quad (2.2 3)$$

この解は次式で与えられる。

$$kR = \rho'_{m1}, \rho'_{m2}, \dots, \rho'_{mn} \quad (2.24)$$

故に、共振周波数 f_0 は、

$$f_0 = \frac{\rho'_{mn}}{2\pi \sqrt{\epsilon\mu} R} \quad (2.25)$$

となる。端部容量による補正を ΔR とし、 $\mu_r = 1$ の場合を考えると、

$$f_0 = X \cdot \frac{v_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r} (R + \Delta R)} \quad (2.26)$$

ここで、 v_0 は光速、 $\Delta R \approx h \ln \frac{2}{\pi}$ 、 ϵ_r 、 μ_r はそれぞれ誘電率、比透磁率、 X は下記のとおり。³⁾

$$\begin{cases} \text{TM}_{11} \text{ モード} & X = 1.84118 \\ \text{TM}_{21} \text{ モード} & X = 3.05424 \\ \text{TM}_{01} \text{ モード} & X = 3.83171 \end{cases}$$

h は基板厚みである。

また、(2.20) (2.24) より、共振電磁界分布は、

$$E_{za} = c J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{R} \rho \right) \cos \theta \quad (2.27)$$

$$E_{zb} = c J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{R} \rho \right) \sin \theta \quad (2.28)$$

なる2つのモードが縮退していると考えられる。²⁶⁾ 今、 a モードについて考えると、次式が得られる。

$$H_{\rho a} = \frac{c}{j\omega\mu\rho} J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{R} \rho \right) \sin \theta \quad (2.29)$$

$$H_{\theta a} = j \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} c J'_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{R} \rho \right) \cos \theta \quad (2.30)$$

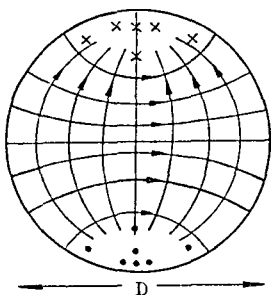


図 2 - 3 平面円形共振器の基本
(TM_{11}) モード³⁾

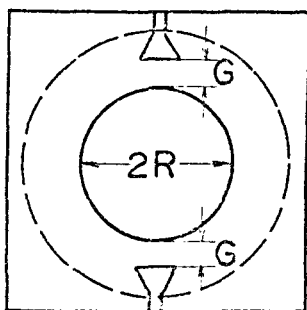


図 2 - 4 サスペンディド構造
円形共振器パターン
(点線；基板下の空気層)

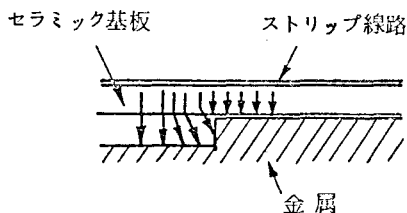


図 2 - 5 サスペンディド構造
—マイクロストリップ変換部の
電界分布

基本(TM_{11})モードを図示すると、
図 2 - 3 のようになる。³⁾

マイクロストリップで構成した、平面円形共振器の無負荷 Q 、 Q_0 は、約300～350である。後述するが、発振器に使う共振器の Q_0 は、できる限り高いことが望ましい。故に本研究では、サスペンディド線路で構成した。

図 2 - 4 に、アルミナ基板(0.65mm厚、 $\epsilon_r = 9.7$)を用いて構成した、サスペンディド構造円形共振器パターンを示す。点線の下に容器中に直径16.0mm、深さ t の空間を設けて、サスペンディド構造としてある。

入出力ストリップ線路は、測定のための、SMAコネクタとの変換を考慮して、特性インピーダンスが50Ωのサスペンディドストリップ線路から、同じく50Ωのマイクロストリップへ取り出している。特性インピーダンスが同じでも、図 2 - 5 に示すように、変換部付近にエバネセントな電界が生じ不整合が生じる。この不整合をさけるために、図 2 - 4 に示すように、サスペンディドストリップ線路の線幅にテーパをつけた。

このような円形共振器で、円の直径と共振周波数の関係を、 t をパラメータとして測定した結果を図 2 - 6 に示す。測定は、ネットワークアナライザを用い、図 2 - 4 で出力側ストリップ

線路をエッチングを取り去ったパターンを用いて、反射法でおこなった。また、円とストリップ線路の間隔 G は、できる限り離し、外部 Q 、 Q_{EX} を高くして（約1000）、入出力ストリップ線路の影響を避けるようにした。

また、図2-7に、同様にして測定した共振器の Q_0 と、そのときの Q_{EX} を示す。 Q_0 は円の直径をかえても、顕著な変化はなく、700~800程度であることが分る。

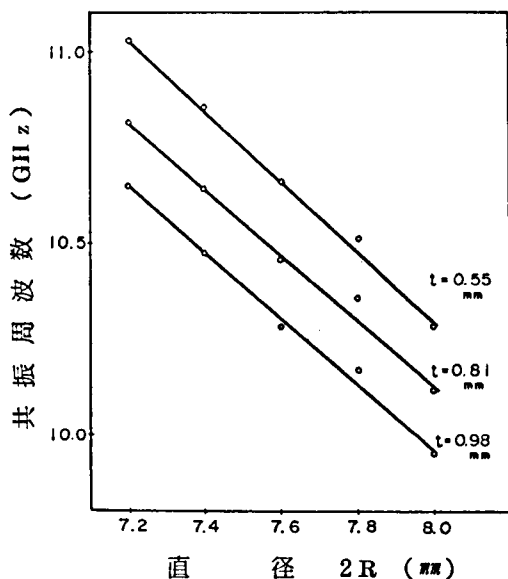


図2-6 サスペンディド構造円形共振器の直径対共振周波数 (t ; 基板下空気層の深さ)

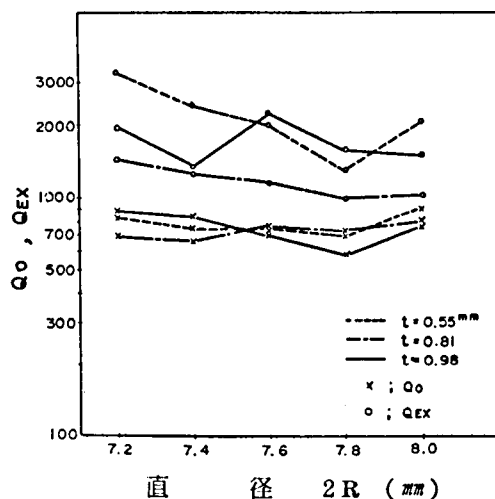


図2-7 サスペンディド構造円形共振器の直径対内部 Q 、 Q_0 および外部 Q 、 Q_{EX} (t ; 基板下空気層の深さ)

また、 $2R$ を 8.0 mm に固定し、 t をかえたときの共振周波数の変化を図2-8に示す。 0.6 mm 以上深くすると、逆に共振周波数が下がる傾向がみられる。これは、等価誘電率が増大することを反映していると思われるが、原因は良く分らない。表面波モードの影響かと思われる。

なお、図2-9に、 G と Q_{EX} の関係を示す。これは透過法で測定した。

次に、直径を 7.8 mm に固定し、基板から上部導体までの高さ l_h を変えたときの共振周波数、 f_r 、 Q_0 、 Q_{EX} の変化を図2-10に示す。 l_h が小さい程等価誘電率が高くなっており、定性的に妥当な結果である。

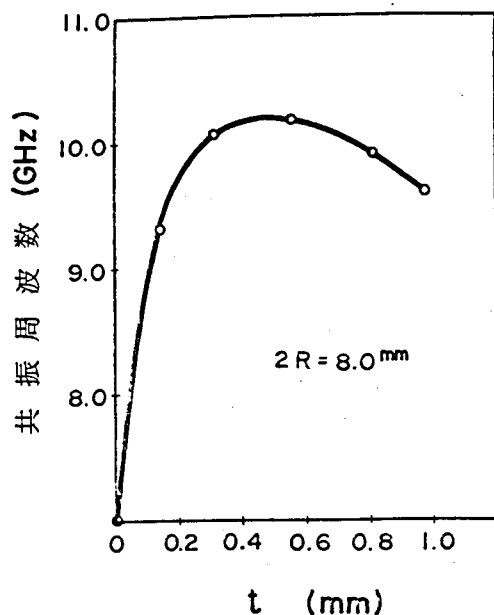


図2-8 基板下空気層の深さ t 対共振周波数

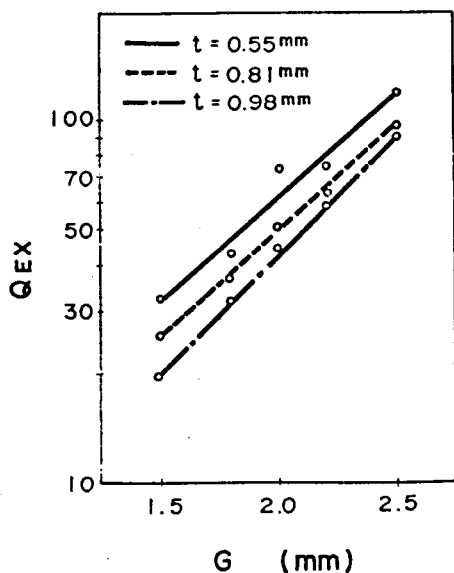


図2-9 円形共振器と出力ストリップ線路の間 G 対 Q_{EX} (t ; 基板下空気層の深さ)

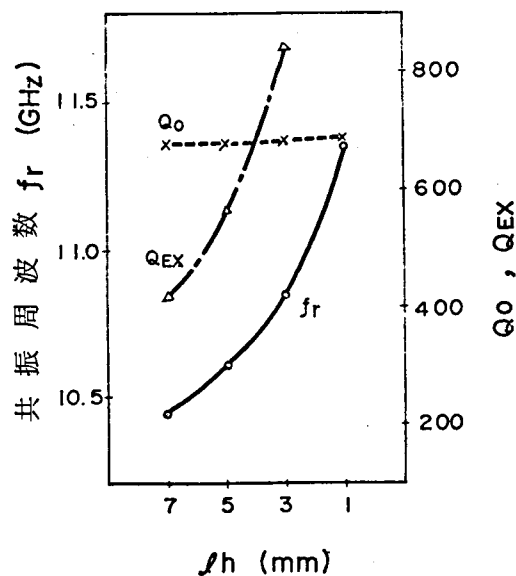


図2-10 基板から上部導体までの高さ l_h 対共振周波数 Q_0 、 Q_{EX}

2.3 方向性結合器^{27) 28)}

方向性結合器とは、主線路を、正および負方向に流れるエネルギーに比例した出力を、それぞれ別の端子から取りだすものである。

本研究では、図2-11に示す分布結合形方向性結合器を用いた。この結合器では、主線路中を①の端子からはいったXの正方向に伝搬する電磁エネルギーが、副線路に誘起される。この波は、Xの正および負方向に伝搬するが、適当な回路寸法のと看、静電的に誘起された波と磁気的に誘起された波はXの正方向では打ち消しあい、負方向では重なりあう。結局、結合波を②の端子からだして、④の端子にはでないようにできる。一方、③から負方向に伝搬する波は、この条件のもとでは④の端子からでる。結合部分の長さ ℓ は、通常 $1/4$ 波長にする。

実際の方向性結合器の設計は、ネットワークアナライザで測定しながら、試行錯誤で最適値を求めた。 $\ell = 2.9\text{ mm}$ 、 $W = 0.52\text{ mm}$ 、 $S = 0.15\text{ mm}$ 、 $W_0 = 0.63\text{ mm}$ のと

きの、アイソレーション、挿入損失、結合度を、図2-12に示す。入力VSWRは、Xバンド全域で、1.2以下であった。

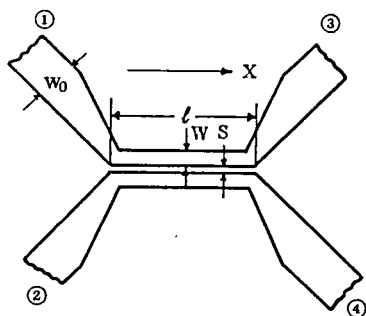


図2-11 試作した方向性結合器のパターン

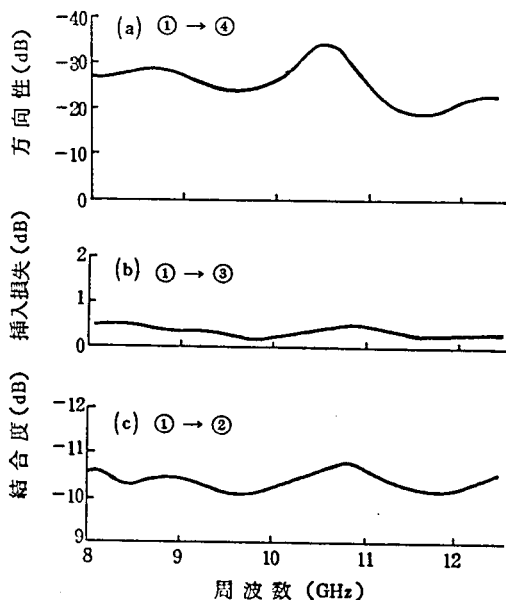


図2-12 試作した方向性結合器の特性。(a)方向性(①→④)、(b)挿入損失(①→③)、(c)結合度(①→②)

2.4 サーキュレータ^{28) 30) 31)}

マイクロストリップYサーキュレータの代表的な構成図を図2-13に示す。³⁰⁾ 図では、フェライトは、アルミナ基板中に埋め込まれている。図2-13(a)中に示した方向に直流磁界 H_{DC} を印加すると、端子①から入った波は方向を曲げられ、②の端子へでてきて、③の端子にはできない。

この動作は、フェライトの性質から次のように説明できる。

今、直流磁界 H_{DC} を印加したフェライトに、直流磁界方向に対し右回りの回転磁界（正円偏波）が加わったとき、フェライト中のスピンは、回転周波数が $f_r = \gamma H_{DC}$ なる才差運動をおこなう。その結果、回転磁界の方向に磁化が生じ、実効透磁率が高くなる。もし、回転磁界の周波数が f_r に等しければ、スピンは回転磁界からエネルギーを得て、ますます実効透磁率が高くなる。一方、左回りの回転磁界（負の円偏波）に対してはこのようなことはなく、実効透磁率はほとんど変化しない。図2-14は、このような正負の円偏波比透磁率 μ_+ 、 μ_- と H_{DC} の関係を示したものである。³⁰⁾

ところで、図2-13(b)に示すように、①の端子から入ってきた直線偏波の高周波磁界を、正と負の円偏波に分けて考える。このとき、印加磁界を図2-14の共振磁界 H_0 より強くしておくと、 $\mu_+ > \mu_-$ となるから、正の円偏波の位相速度は速く、負の円偏波のそれは遅くなる。したがって、同一距離進むのに

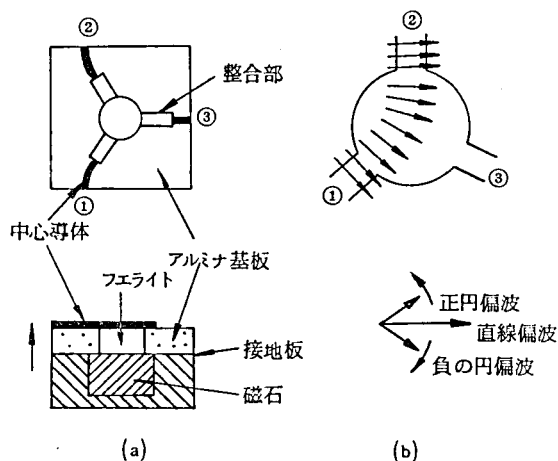


図2-13 マイクロストリップ、Yサーキュレータの³⁰⁾ 原理説明図

(a) 構造略図 (b) サーキュレータの原理

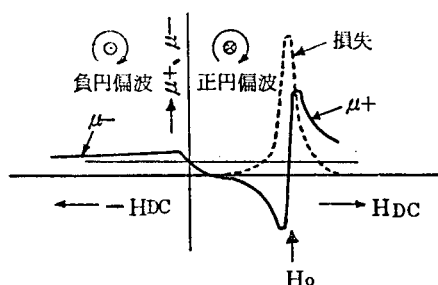


図2-14 フェライトの実効透磁率対直流磁界³⁰⁾ (概念図)

前者の位相回転が大きくなり、合成の磁界成分は、図 2-13(b)に示すように、この図で時計の針と反対方向にねじれる。

以上のようにして、①から入ってきた波は、②の方向に進むことが説明される。以上は、印加磁界が H_0 より強い場合であったが、弱い印加磁界で動作させる場合もある。このときは、全く逆に考えれば良い。

Yサーキュレータでは、まず円形共振器の寸法を式(2.25)により中心周波数付近に設計する。つぎに回転の角度を 30° に設計するが、このためには、動作周波数から直流磁界を適切な値に設計し、あとは図2-13にも示したように $1/4$ 入変成器あるいは整合スタブなどで入出力インピーダンスを調整する。

図 2-15 に、飽和磁化 ($4\pi M_s$) = 2500 ガウス、直径 5.2 mm の Mn-Mg スピネル系フェライト円板をアルミナ基板に埋め込み、アルニコ系の永久磁石を用いて試作したサーキュレータの特性を示す。²⁸⁾ 印加直流磁界は、もっとも広帯域になるように、実験的に 1050 エルステッドに選んだ。この時のサーキュレータのパターン寸法を、図 2-16 に示す。

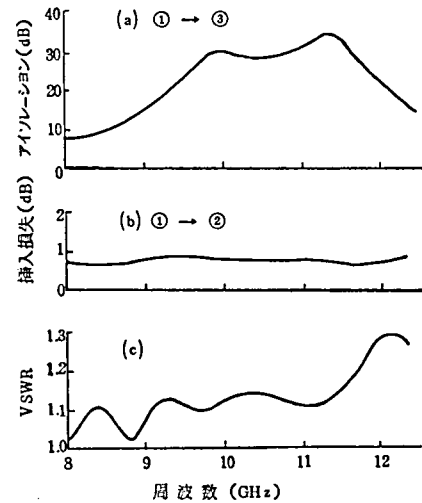


図2-15 試作したサーキュレータの特性
(a)アイソレーション(①→③) (b)挿入損失(①→②) (c)入力VSWR(②,③; 50Ω 終端)

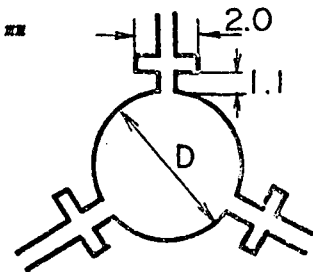
2.5 ミキサ^{28) 33) 34)}

XバンドにおけるMICミキサは、ショットキ・バリア・ダイオードの非直線性を利用するものが一般的である。

ショットキ・バリア・ダイオードの電圧 v - 電流 i 特性は次式で表わされる。³³⁾

$$i = I_s \left(e^{\frac{ev}{nkT}} - 1 \right) \quad (2.31)$$

単位: mm



$$D = 4.85$$

図2-16 試作したサーキュレータ・パターン

ここに、 I_s は飽和電流、 e は電子の電荷量、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度である。また、 n は 1 よりわずかに大きな定数で、ショットキ・バリアが完全であれば 1、完全性が悪くなるに従って 1 より大きくなる。本研究で利用したショットキ・バリア・ダイオードでは $n \approx 1.1$ である。

このダイオードに、信号電圧 V_s とバイアス電圧 V_0 、局発電圧 V_L とが印加されると、 V_0 、 $V_L \gg V_s$ であるので、

$$i(t) = \frac{\partial i}{\partial V} V_s \cos \omega_s t$$

$$= \alpha I_s e^{\alpha(V_0 + V_L \cos \omega_L t)} \cdot V_s \cos \omega_s t \quad (2.32)$$

ここで、 $\alpha = \frac{e}{n k T}$ 、 ω_s 、 ω_L はそれぞれ信号周波数、局発周波数である。

(2.32) 式の $\cos \omega_L t$ を含む指数関数は、変形ベッセル関数 $I_0(\alpha V_L)$ 、 $I_1(\alpha V_L)$ 、…… を使って、フーリエ級数に展開できる。

$$i(t) = \alpha I_s e^{\alpha V_0} [I_0 + 2 I_1 \cos \omega_L t + 2 I_2 \cos 2 \omega_L t] V_s \cos \omega_s t$$

(2.33)

表 2-1 ショットキ・バリア・ダイオードによる周波数変換³³⁾

周波数	振 幅
f_s	1
$f_s - f_L$	I_1 / I_0
$f_s + f_L$	I_1 / I_0
$2 f_L - f_s$	I_2 / I_0
$2 f_L + f_s$	I_2 / I_0

(2.33) 式を分解すれば、周波数成分として、表 2-1 に示すものが、同表に示した振幅比で含まれることが分る。³³⁾ $f_I = 2 f_L - f_s$ は、イメージ周波数、 $f_{IF} = f_s - f_L$ は、中間周波数と称する。

周波数変換により、 f_s 成分の電力は、多少減衰して f_{IF} 成分に変換される。この変換損失 L_c は、上記イメージ周波数成分に対して、回路が開放、短絡、整合のいずれにあるかによって変わる。 V_L を充分大きくとれば、

一般に変換損失は減少する。

図2-17に試作したミキサの回路図を示す。また、図2-18に、そのMICパターンを示す。2本のスタブにより、イメージ整合している。²⁸⁾ 低域通過フィルタは2.1節で述べた原理に基づいている。カットオフ周波数は4GHz、減衰量は30dB以上、通過域での損失は0.3dB以下である。この回路で、局発入力が1mwのとき、変換損失は6dBであった。

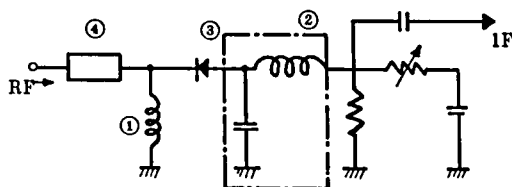


図2-17 試作したミキサの回路図

- ① IFリターン回路
- ② 低域通過フィルタ
- ③ ショットキ・バリア・ダイオード
- ④ 整合回路

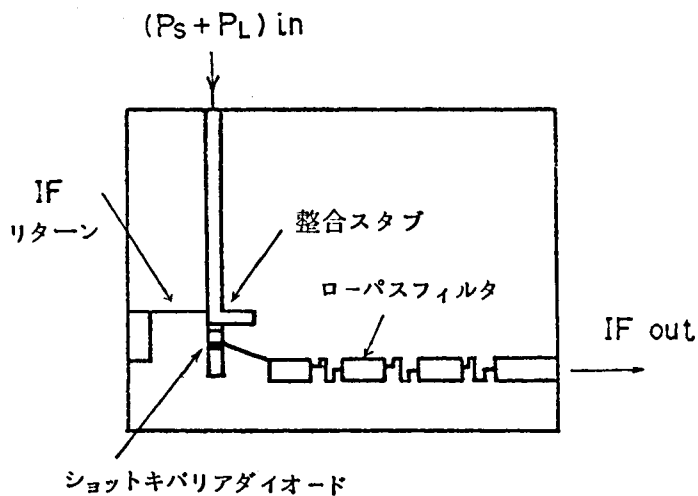


図2-18 試作したMICミキサ
パターン

3 章 MIC安定化発振器

26 項欠

3章 MIC安定化発振器

3.1 ゲルマニウム・アバランシェ・ダイオード発振器

3.1.1 ゲルマニウム・アバランシェ・ダイオード

(1) 概 論

アバランシェ・ダイオード³⁴⁾とは、素子内でなだれ現象によって発生した多数キャリアが、高周波電界によって集群的に高電界領域に注入され、そのキャリアの走行時間効果によって生じる負性抵抗を利用するものである。一般には、IMPATTダイオードとか、リード・ダイオード¹¹⁾として知られる。

このダイオードの基礎的な動作原理は、ベル研のW. H. Readにより、1958年に発表されたが、実際に動作するダイオードが開発されたのは、1965年³⁵⁾になってからである。Readが提案した構造は n^+pip^+ 構造であるが、現在市販されているものは、最も構造簡単な $p-n$ 構造のものである。

アバランシェ・ダイオードは、シリコン(Si)、ゲルマニウム(Ge)³⁶⁾ガリウムヒ素³⁷⁾(GaAs)を用いて開発されており、それぞれ一長一短がある。Siは大出力用に適しているが、雑音が大きい。Geはガン・ダイオード¹⁰⁾並みの低雑音でかつ低入力動作が可能であるが、出力が小さい。GaAsは両者の良い面を兼ね供えており、かつ効率、温度特性にも優れているが、まだ開発段階である。

本研究では、ドップラ・モジュール用として、その低雑音、低入力動作に注目して、Geアバランシェ・ダイオード(GMO1001)を採用した。

(2) 構造および動作原理³⁸⁾

Geアバランシェ・ダイオードは、 p^+ 形Ge基板(不純物濃度; $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)上に、不純物濃度 $1 \times 10^{15} \sim 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 、厚さ $7 \times 10 \mu$ の p 形Geエピタキシャル層を成長し、AsまたはSbの拡散により $p-n$ 接合を形成したものである。電極金属はTi、Auである。また、チップは熱放散を良くするために、アップサイドダウンにボンディングされている。

xバンド用のGeアバランシェ・ダイオードの降伏電圧は28~40V、接

合部径は、70～120 μ 程度である。

この Ge アバランシェ・ダイオードに降伏電圧以上の逆バイアスを印加したときの空乏層内の電界分布を図3-1に示す。³⁶⁾ Ge 内での正孔の速度は電界が10KV/cm 以上になると、 6×10^6 cm/SEC 程度で飽和するので、降伏状態では空乏層内の正孔速度は一定になる。

今、図3-2に示すように、³⁴⁾ 空乏層に、降伏臨界電界 E_c と交流電界 E_1 が加ったとする。 E_1 が E_c よりも大きいとき、なだれ電流は増大し、 $E_1 = E_c$ となる点で最大となる。すなわち、なだれ電流 I_0 は、交流電界 E_1 に対して、 $1/4$ 周期遅れる。ついで、このなだれ正孔電流は、図3-1(b)に示すように、ドリフト領域を飽和速度で走行するが、この走行に要する時間 τ が、交流電圧の $1/2$ 周期に等しい場合には、外部回路に流れる電流は、交流電圧に対して $1/2$ 周期遅れることになり、結局負性抵抗が生じることになる。

(3) インピーダンス

アバランシェ・ダイオードの小信号インピーダンス Z_d は、一般に次式で表わされる。^{38) 39)}

$$Z_d \approx R_s + \frac{\ell_d^2}{v_d \epsilon A} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_a^2}} + \frac{1}{j\omega C} \frac{1}{1 - \frac{\omega_a^2}{\omega^2}} \quad (3.1)$$

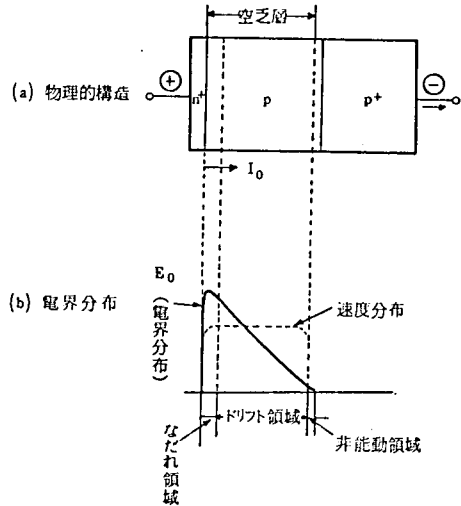


図3-1 Ge アバランシェ・ダイオード内の電界分布³⁶⁾

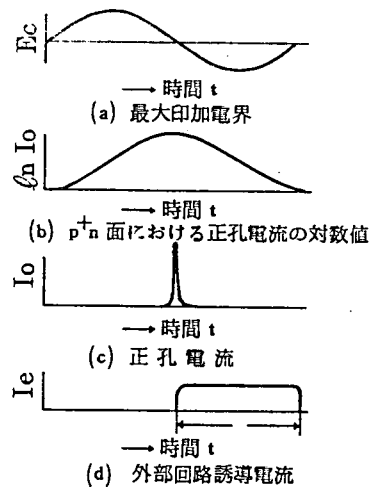


図3-2 アバランシェ・ダイオードの負性抵抗の原理説明図³⁴⁾

$$C = \frac{\epsilon A}{\ell_a + \ell_d}$$

$$\omega_a^2 = \frac{2 \bar{\alpha}_a' v_d I_0}{\epsilon}$$

ここに、 R_s は直列抵抗、 v_d は飽和速度、 ϵ は誘電率、 ω_a はアバランシェ角周波数、 ℓ_a はなだれ領域の長さ、 ℓ_d はドリフト領域の長さ、 A は接合断面積、 $\bar{\alpha}_a'$ は電離係数の電界微分のなだれ領域内での平均値、 I_0 は直流電流である。

アバランシェ・ダイオードの電流は、コンダクティブな成分に比べて、リアクティブな成分がはるかに大きいので、直列抵抗 R_s が出力効率に及ぼす影響が非常に大きい。したがって、回路設計をおこなう場合には、直列抵抗がはいらないように注意する必要がある。また、大きな容量性インピーダンスを持つので、小さな直列インダクタンスによって、直列共振周波数が低下し、周波数特性が悪化する。

発振器の設計にあたっては、(3.1) 式の小信号インピーダンスよりも、大信号インピーダンスが重要である。この大信号インピーダンスも、多くの人々により求められているが、Ge アバランシェ・ダイオードの大信号インピーダンスについても、次式のように与えられることが、理論的、実験的に求められている。³⁸⁾

$$Z_{dL} = - \frac{R_0 F(x)}{1 - F(x)} + \frac{1}{j\omega C} \frac{1}{1 - F(x)} \quad (3.2)$$

ここに、

$$x = \frac{2\pi f c}{I_a} \times 10^{-3}$$

$$F(x) = 2 \frac{I_d}{I_a} \cdot \frac{f(x)}{x}$$

$$f(x) = \frac{x}{2} \left(1 - \frac{x^2}{10} \right) \quad (x \leq 1 \text{ のとき})$$

$$f(x) = 1 - \frac{0.55}{x} \quad (x > 1 \text{ のとき})$$

$$I_a = \frac{f^2 \cdot V_B \cdot S}{1.25 \times 1.25}$$

$$R_0 = 2.3 \times 10^{-7} \times V_B^{2.48} / S$$

Cは接合容量(pF)、Vは交流電圧振幅(volt)、 V_B は降伏電圧(volt)、 f は動作周波数(GHz)、 S は接合断面積(cm^{-2})、 I_a は直流バイアス電流(A)である。

インピーダンス表示よりもアドミッタンス表示で、等価回路を表わす方が便利
利なことが多いので、(3.2)式を、アドミッタンス表示に書き改めると、
(3.3)式を得る。

$$Y_{dL} = G_{dL} + jB_{dL}$$

$$G_{dL} = \frac{(2\pi f)^2 \cdot C^2 \cdot (1 - F(x)) \cdot R_0 \cdot F(x)}{1 + (2\pi f)^2 \cdot C^2 \cdot R_0^2 \cdot F(x)^2}$$

$$B_{dL} = \frac{2\pi f \cdot C \cdot (1 - F(x))}{1 + (2\pi f)^2 \cdot C^2 \cdot R_0^2 \cdot F(x)^2} \quad (3.3)$$

代表的な Ge アバランシェ・ダイオードとして、 $V_B = 30 \text{ V}$ 、 $S = 1 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$ 、 $C = 0.6 \text{ pF}$ のとき、バイアス電流をパラメータにとり、動作周波数が 10.5 GHz での大信号アドミッタンスを計算した結果を、図3-3に示す。⁴⁰⁾
この結果は、Si アバランシェ・ダイオードにおける結果と、定性的には良く似ている。図3-3から分るように、一般に負性コンダクタンスは、振幅Vの増大とともに減少していく。回路解析を簡単にするために、この変化の様子は、一般に、

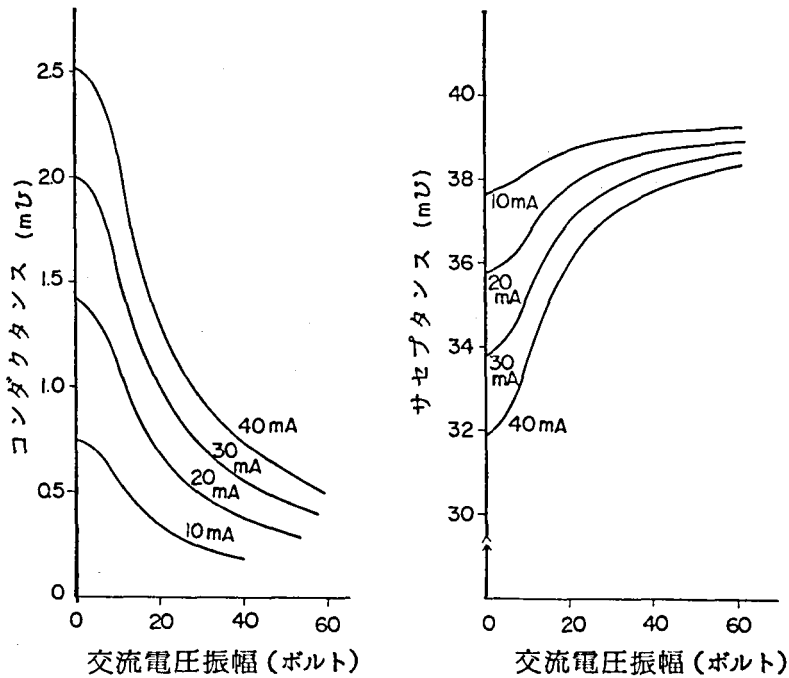


図 3 - 3 Ge・アバランシェ・ダイオードの大信号アドミッタンス
 接合面積； $1.0 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$ 、接合容量； 0.6 pF
 降伏電圧； 30 V 、動作周波数； 10.5 GHz

$$\frac{G_d}{G_m} = 1 - \frac{V}{V_m} \quad (3.4)$$

の直線で近似される。³⁴⁾ここに、 G_m は交流電圧振幅が零となる G_d の値、(i 、 e 、小信号コンダクタンス) また、 V_m は G_d が零になる振幅を示す。 G_m 、 V_m とともに、周波数の関数である。

3. 1. 2 アバランシェ・ダイオード発振器

発振器は、図 3 - 4 に示すように、
 負荷アドミッタンス $Y_L = G_L + jB_L$
 とアバランシェ・ダイオードのアドミッタンス $Y_d = G_d + jB_d$ ($G_d < 0$)
 との並列回路で表わされる。定常発振状態では、電力の発生と消費の平衡条件、
 および、誘導性と容量性エネルギーとの平

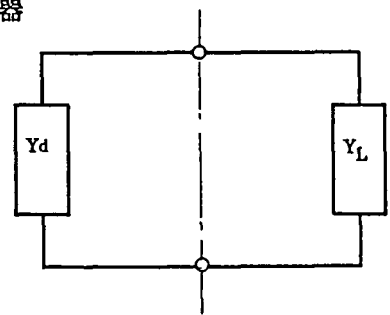


図 3 - 4 発振器等価回路

平衡条件から、次式が成立する。

$$\text{振 幅 条 件 ; } G_d + G_L = 0 \quad (3.5)$$

$$\text{周波数条件 ; } B_d + B_L = 0 \quad (3.6)$$

(3.5) 式は、後述のように、発振の交流振幅を決定するので、振幅条件、
(3.6) 式は、発振周波数を決定するので、周波数条件と呼ばれる。

ところで、前節で述べたごとく、一般にアバランシェ・ダイオードの大信号アドミッタンスは、(3.4) 式で近似できる。

発振の生起過程は、この大信号アドミッタンス特性から、次のように説明できる。

まず、バイアス電流を大きくして、 $|G_m| > |G_L|$ なる条件を満足させる。このとき、雑音から、(3.6) 式の周波数条件を満たす特定の周波数の振幅成分のみが、負性抵抗により増幅され、ついには、(3.5) 式の振幅条件を満たす振幅値で定常状態に達する。このときの発振出力 p_0 は、

$$p_0 = \frac{1}{2} G_L V^2 = -\frac{1}{2} G_d V^2 \quad (3.7)$$

(3.4)、(3.7) 式より、最大出力が取り出せる条件は、 $V = 2/3 V_m$ 、 $G_d = \frac{1}{3} G_m$ のときであり、このとき $p_0 = \frac{2}{27} G_m V_m^2$ となることが分る。

ところで、図3-4における負荷アドミッタンスは、一般に発振周波数をコントロールするための共振器と、発振出力を取り出す外部負荷から構成される。つまり、発振器は、基本的には、負性抵抗素子（増幅素子）と共振器から構成されており、これは、低周波での集中定数回路発振器、さらに高周波における光発振器（レーザ）などと同様である。

したがって、図3-4における負荷コンダクタンス G_L は、外部負荷 G_L の他に、共振器内部の損失 G_s も含んでいる。故に、外部負荷に取りだされる発振出力 p'_0 は、

$$p'_0 = \frac{G_L}{G_L + G_s} p_0 = \eta_c p_0 \quad (3.8)$$

ここに η_c は、回路効率と呼ばれる。

ところで、共振器として、2.2節で述べたM I C共振器を用いれば、M I C・アバランシェ・ダイオード発振器が構成できる。このようなM I C発振器も、報告されている。^{43) 44) 45)}

3.2 発振器の安定化法

3.2.1 概 論

実用発振器としては、単に出力、効率が高いばかりでなく、周波数安定度、雑音特性も良好であることが必要である。図3-4に示したように、単純に、発振素子と単一共振器を組み合わせた発振回路では、発振素子のサセプタンス B_d が、交流電圧振幅、バイアス電流、素子温度などによって変動すると、発振周波数も変動する。また、回路サセプタンス B_L も、結合度、温度等によって変動し、これも発振周波数変動の原因となる。

このような不安定性を改善するための回路技術を総称して安定化というが、これには、以下に示すように、様々の方法がある。⁴⁶⁾

- (1) 安定化空洞を用いる方法
- (2) 注入同期法
- (3) バイアス補償による方法
- (4) 誘電体付加による方法
- (5) キャンセルバーによる方法
- (6) A F C 方式

(1)は、発振周波数を、 B_d を含まない所つまり安定化空洞によって主に決定させる方法である。(2)は、安定度の極めて良い微弱信号に、発振周波数を引き込ませる方法である。(3)は、バイアス電流を補償して B_d を変化させ、発振周波数変化を補償する方法である。(4)は、誘電体の誘電率が温度によって変化することを利用し、発振周波数変動を補償するものである。(5)は、共振器中に挿入した金属棒の温度変化による伸縮により、共振周波数を変化させて補償するものである。また(6)は、発振周波数の電子同調により、A F Cをおこなう方法である。

以上の方法のうち、(1)が、その構成の簡単さの故に、最も広く研究されてお

り、空洞（共振器）の結合方法によって、いくつかの方法がある。以下に、それらのうち代表的なものについて概説する。

3.2.2 従来の安定化法

(1) 帯域阻止フィルタ法⁴⁷⁾

この方式の構造略図とその等価回路を、図3-5(a)(b)に示す。⁴⁸⁾この回路では、空洞共振器の共振周波数付近で、発振素子から右を見た回路の反射係数が大きくなるため、その位相を適切に選べば、共振周波数付近の負荷コンダクタンス（損失）を小さくすることができ、その結果、安定化共振器の共振周波数付近に発振周波数を安定化できるというものである。

しかし、一般にこのような複合共振器による安定化法では、発振可能な共振点が複数個存在し、その間のモードジャンプが問題となる。^{42) 49)}また、発振素子から安定化共振器までの位相条件の最適化が難しい。

帯域阻止形と類似の方法に、帯域反射形^{46) 50)}という方法があるが、共振周波数からの離調時に負荷コンダクタンスが倍になることを除けば、本質的な差はない。

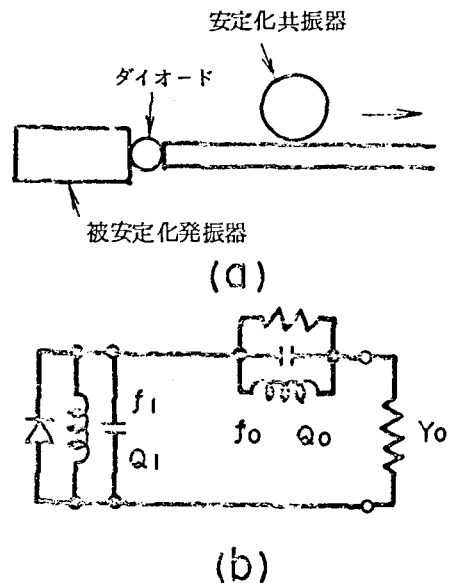
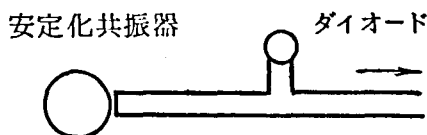


図3-5 帯域阻止フィルタ法⁴⁸⁾
(a)構造略図(概念図)、(b)等価回路

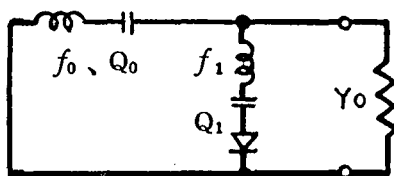
(2) 反射形共振器法^{51) 52)}

図3-6に、反射形共振器法の構造略図と等価回路を示す。⁴⁸⁾この場合にも、 f_0 の上下に2つの安定な動作点が生じ、やはり、その間のモードジャンプが問題となる。特にこの回路形式では、一方のモードで確実に発振させるためには、微妙な回路調整が必要である。

なお、安定化指数Sは、 f_0 の変動を零とするとき、



(a)



(b)

図 3 - 6 反射形共振器法⁴⁸⁾

(a) 構造略図 (概念図)

(b) 等価回路

$$S = \frac{1}{\left(\frac{\partial f}{\partial f_1} \right) \Delta f_0 = 0} \quad (3.9)$$

計算によれば、 S は、 $|f_0 - f_1|$ が大きい程大きくなるが、出力は低下することが知られている。

(3) 透過形共振器法^{53) 54)}

図 3 - 7 に、透過形共振器形の構造略図と等価回路を示す。³⁴⁾ この方法では、被安定化発振器に、その発振周波数 f_1 に等しい共振周波数を持つ透過形高 Q 共振器を、特性アドミタンス Y_0 の伝送線路を介して結合する。このとき、図 3 - 7 の AA' 、 BB' は、それぞれ、被安定化発振器空洞および透過形安定化空洞の離調時短絡面 (Detuned Short-Circuit Plan - DSC 面) を示し、それらの間隔は、周波数 f_1 に相当する管内波長の $1/2$ である必要がある。

このときも、 f_0 以外に、 f_0 の上下にさらに 2 つの安定な動作点が生じ、この場合にも、それらの間のモード・ジャンプが問題になる。

これを防ぐために、図 3 - 7 に示したように、伝送線の中央に、ダンピング抵抗を設ける方法がある。このダンピング抵抗は、伝送線の中央に

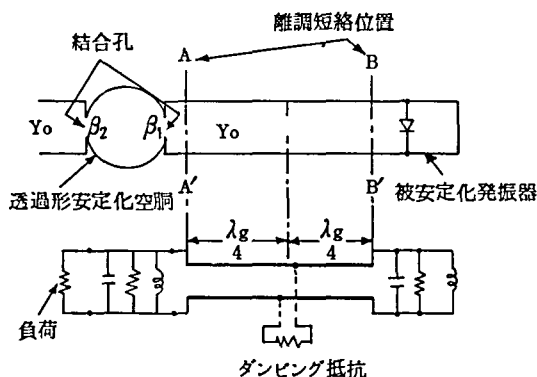


図 3 - 7 透過形共振器法³⁴⁾

(上) 構造略図 (下) 等価回路

位置しているため、発振周波数 f_0 では回路にあまり影響を与えないが、 f_0 よりずれると回路に損失を与え、 f_0 の上下の共振点での Q を下げるので、それらの共振点での発振を抑圧することができる。

3.3 低 Q 共振器結合形安定化発振器 (Stabilized Oscillator Coupled with Low Q Cavity - LQS Oscillator) の原理^{55) 56)}

3.3.1 LQS 発振器の目的

3.1.2 節で述べたように、MIO 共振器と発振素子を組み合わせれば、MIO 発振器が構成できる。しかし、単一共振器と発振素子の組み合わせによる MIO 発振器では、民生用の MIO・ミニ・ドップラ・モジュール用として実用的な、20 ppm/°C の程度の安定度さえ、量産性良く得ることは難しく、実用化には到っていない。

これは、MIO 共振器の Q 値が一般に低いため、単一共振器と発振素子を組み合わせただけの発振器では、発振素子アドミッタンスのばらつきにより発振特性がかなりばらつき、個々の発振器についてかなり大幅な調整を必要とするにもかかわらず、MIO では組立て後の回路調整が立体回路におけるほど容易ではなく、かつ大幅な調整はそれだけ現象を複雑にし良い再現性を得にくくするなど、困難な問題があるためである。

これを回路的に解決するために、本研究では、3.2 節で述べた、従来立体回路において一般的な高 Q 空洞の付加による周波数安定化法を、MIO 発振器に応用することを検討した。今、安定度を S とすると、安定化により被安定化発振器の周波数のばらつきは、等価的に $1/S$ になると考えられる。この場合、 S の値は 3~5 くらいでも、十分効果的である。この後、調整あるいは温度補償を安定化空洞内で行えば、組立て後の調整はかなり簡単化されと考えられる。

立体回路における高 Q 空洞付加による周波数安定化について、様々な方式が提案されていることは 3.2 節で述べた。しかし、それらの方法は、たとえば安定度を下げて用いるとしても、前述したごとく、(1) 安定化条件を満すための調整がクリティカルであること、(2) 複合空洞発振器に固有なモード・ジャンプあるいは発振停止などの不安定現象を避けられないこと、(3) これを防ぐためにダ

ンピング抵抗などを用いると、構成が複雑になりM I O化が難しくなること、
(4)被安定化周波数幅が狭いことなどの点で、M I O発振器の量産性をあげるための安定化法としては適当でない。

筆者は、このような目的に適した新しい安定化法を考案した。⁵⁵⁾⁵⁶⁾以下に、この安定化法における回路の動作を説明する。

3. 3. 2 L Q S 発振器の動作原理

3. 2 節で述べた様々な安定化法のうち、安定化空洞直結による方法 (3. 2 節(2)) が、最も構成が単純である。しかし、この方法では、発振可能な共振点が2つ存在し、その間のモード・ジャンプが問題となる。

そこで、このモード・ジャンプの問題を、容易かつ確実に解決して、単一モード発振を得るために、もうひとつQの低い空洞Cを安定化空洞Bに直結した。そして、この低Q空洞Cの共振周波数を、2つのモードのうち安定度の悪い一方のモード付近の共振周波数に設計し、そのモードで特に回路の損失を増すよ

うにして、そのモードでの発振を抑圧するようにした。

このような低Q共振器結合形 (L Q S) 発振器の等価回路を図3-8に示す。(図3-17 参照) ここで、被安定化発振器はAで表わされている。また、 f_A 、 f_B 、 f_C 及び Q_A 、 Q_C は、それぞれの空洞の共振周波数および無負荷Q値である。また、

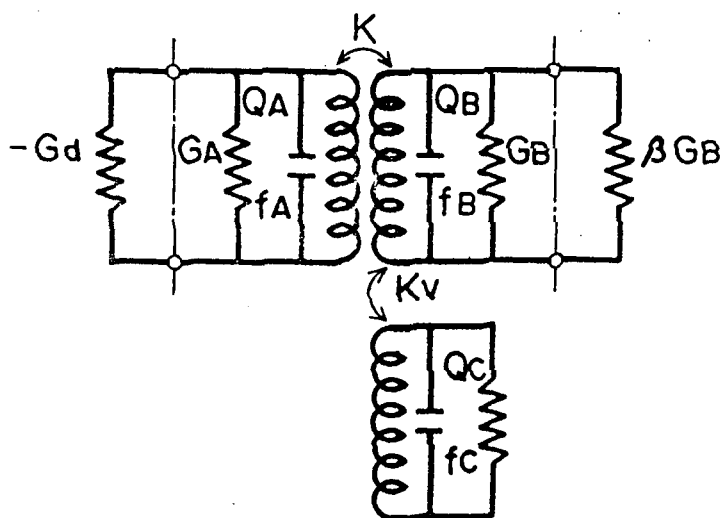


図3-8 L Q S 発振器の等価回路
(図3-17 参照)

Q_B は、空洞 B の負荷 Q で、空洞 B の無負荷 Q を Q_0 、負荷との結合度を β とすると、 $Q_B = Q_0 / (1 + \beta)$ で与えられる。また、 k 、 k_v は、それぞれの空洞間の結合度であり、 G_A 、 G_B は、それぞれの空洞の内部コンダクタンスである。固体発振素子は、そのサセプタンス分を Q_A 中に含め、負性コンダクタンス $-G_d$ のみで表してある。

この発振器の動作を解析するために、発振素子から回路側をみたアドミッタンス Y_{in} を求める。まず、空洞 C が結合されていない場合 ($k_v = 0$) について検討する。この場合の $Y_{in} = G_A (g(f) + j\dot{b}(f))$ は、高 Q 空洞の直結による安定化の場合と同様に考えられ、次式で表わせられる。^{40) 52)} (付録 A.1)

$$g(f) = 1 + \frac{f_A Q_A Q_B k^2 / f_B}{(k^2 - 1)^2 (f/f_B)^2 + \{(f/f_B)^2 k^2 - (f/f_B)^2 + 1\}^2 Q_B^2} \quad (3.10)$$

$$b(f) = \left[\frac{f^2}{f_A} + \frac{1}{k^2 - 1} - \frac{\{(f/f_B)^2 + 1 / (k^2 - 1)\} k^2 Q_B^2}{(k^2 - 1)^2 (f/f_B)^2 + \{(f/f_B)^2 k^2 - (f/f_B)^2 + 1\}^2 Q_B^2} \right] \frac{Q_A f_A}{f} \quad (3.11)$$

$\delta(f) = f/f_B - 1$ 、 $a = f_A/f_B - 1$ とおき、 Q_B が十分大きく、 $\delta(f) < 1$ 、 $a < 1$ と近似すれば、(3-10)(3-11) 式は、次式に近似できる。

$$g(f) \approx 1 + (1 + a) \frac{Q_A Q_B k^2}{1 + (2 Q_B \delta(f))^2} \quad (3.12)$$

$$b(f) \approx 2 Q_A \left[-a + \delta(f) \left\{ 1 - \frac{(Q_B k)^2}{1 + (2 Q_B \delta(f))^2} \right\} \right] \quad (3.13)$$

(3.13) 式より、共振周波数が求められるが、発振可能なモードは、図 3-9(a) に示す f_+ 、 f_- ($f_+ > f_-$) の 2 つであり、その各々のモードでの回路コンダクタンス $g(f_0)$ は、図 3-9 に示すようになる。周波数の安定化は、 $\partial f_0 / \partial f_A$ の小さい $f_1 \leq f_A \leq f_2$ の範囲で行われる。 $f_A < f_B$ では f_+ モードが、 $f_A > f_B$ では f_- モードが安定なモードである。ここに f_1 、 f_2 の値は、 $(Q_B k)^2 \geq 1$ のとき次式で与えられる。(付録 A.1)

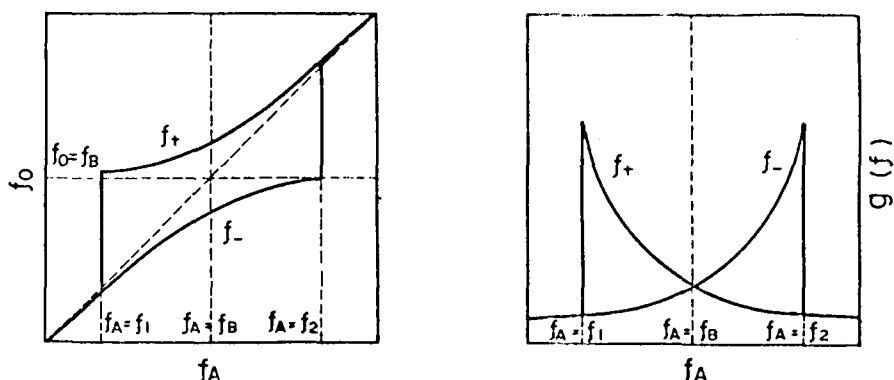


図 3 - 9 結合共振回路の共振周波数 f_0 と規格化コンダクタンス $g(f_0)$ 対 f_A

$$f_1 \approx f_B \left(1 - \frac{1}{4} Q_B k^2 \right) \quad (3.14)$$

$$f_2 \approx f_B \left(1 + \frac{1}{4} Q_B k^2 \right) \quad (3.15)$$

3. 1. 2 節で述べたように、発振は、発振素子の負性コンダクタンスが回路のコンダクタンスより大きくなると生じし得ない。したがって安定化領域 ($f_1 < f_A < f_B$) 内で f_+ モードの発振が生じるためには、

$$|G_d| > G_A \cdot g(f_+) > G_A \cdot g(f_-) \quad (3.16)$$

という関係が成立している。このとき、発振振幅の成長度合いの差により f_+ モードだけの単一モード発振を得るのが 3. 2. 2 で述べた安定化法であるが、(3.16) 式からも分かるように、 f_- モードでのコンダクタンスが f_+ モードでのそれより小さいので、電源電圧や温度など周囲条件の変動により容易に f_- モードへモードジャンプが生じてしまい、発振が不安定になる。

被安定化領域内で、 f_+ モードだけの単一モードで安定な発振を容易に確実に得ることは、特に M I O 発振器の場合には、前述のように、組立て後の調整が容易ではないので重要である。

このモードジャンプを防ぐために様々な方法が提案されているが、要するに、

発振モード(今の場合 f_+ モード)と不要モード(今の場合 f_- モード)での回路損失に差を与え、次式の条件を満たすように回路を構成すれば良い。

$$G_A \cdot g(f_-) > |G_d| > G_A \cdot g(f_+) \quad (3.17)$$

本安定化法では、M I C化が容易なように、前述のごとく、不要モード周波数付近に共振周波数を有する低Q空胴Cを、単に安定化空胴Bに直結して、回路コンダクタンスが不要モード周波数付近だけで特に大きくなるようにして、(3.17)式の条件を満足させた。周知のように、2つの共振器が強く相互干渉しあうためには、互いの共振周波数が接近している必要がある。空胴Cの共振周波は不要モード周波数付近に設計されているため、空胴Cによる損失は、不要モード周波数付近で強く加えられるが、周波数が離れている発振モードにはあまり影響を与えない。したがって、後述するが、発振モードでの安定度、回路効率、空胴Cを付加しても、ほとんど変らない。なお、空胴CのQ値を下げるためには、バラクタダイオード、ディテクタダイオードを封入した。

空胴Cが結合されたときの回路アドミッタンス $Y_T = G_A \cdot (g_T(f) + j b_T(f))$ を求めるために、周波数 f_+ 、 f_- の近傍で、空胴A、Bよりなる結合共振器を、 f_+ 、 f_- の共振周波数と、 Q_+ 、 Q_- の無負荷Q値をもつそれぞれ独立な2種類の単一共振器であると近似する。⁵⁷⁾ ここに、 Q_+ 、 Q_- は次式で与えられる。

$$Q_{\pm} = \frac{\left. \frac{\partial b(f)}{\partial \delta(f)} \right|_{\delta(f)=\delta_{\pm}}}{2g(f)} (\delta_{\pm} + 1) \quad (3.18)$$

ここに $\delta_{\pm} = f_{\pm}/f_B - 1$ である。このとき、問題はこの等価共振器と空胴Cの結合に帰せられるので、(3.12)(3.13)式と同様に、 f_+ 、 f_- 両モードに対するアドミッタンスは、次式で与えられる。

$$g_{T\pm}(f) \approx \left[1 + (1 + a_{T\pm}) \frac{Q_{\pm} Q_c k_v^2}{1 + (2 Q_c \delta_T(f))^2} \right] g(f) \quad (3.19)$$

$$b_{T\pm}(f) \approx 2Q_{\pm} \left[-a_{T\pm} + \delta_T(f) \left(1 - \frac{(Q_c k_v)^2}{1 + (2Q_c \delta_T(f))^2} \right) \right] g(f)$$

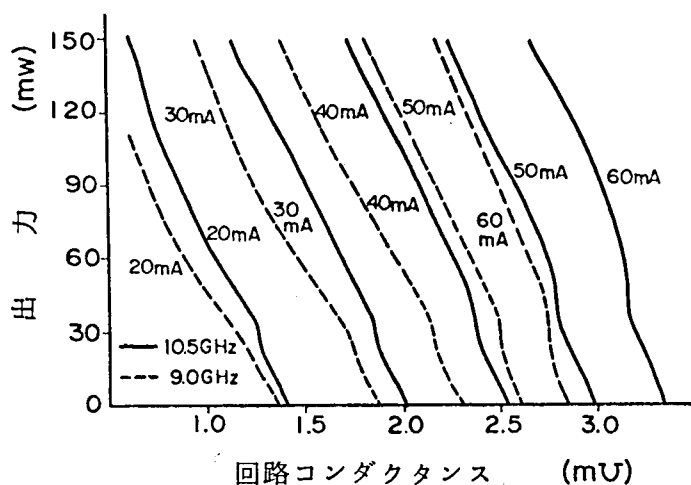
(3.20)

ここに、 $a_{T\pm} = f_{\pm}/f_c - 1$ 、 $\delta_T(f) = f/f_c - 1$ である。

3.3.3 単一モード発振条件

次に、 G_e アバランシェ・ダイオードを用いた場合を例にとって、単一モード発振条件、(3.17) 式を満足する G_d および空胴 C の条件を検討する。今、発振周波数 10.5 GHz で、3～5 程度の安定度 S を得る場合について考える。この場合、(3.12) (3.13) 式より、安定化範囲内で f_+ モードは 10.5 GHz、 f_- モードは 9.0 ± 0.5 GHz 程度になる。

3-1 節で述べたように、 G_d の値は、アバランシェ・ダイオードの場合、バイアス電流の増加につれて大きくなる。 G_e アバランシェ・ダイオードの大



信号アドミッタンスの理論値(図3-4)より、バイアス電流をパラメータとして、発振出力と負荷コンダクタンスの関係を計算した結果を図3-10に示す。図3-10で実線は f_+ モード付近、破線は f_- モード付近の値を示す。

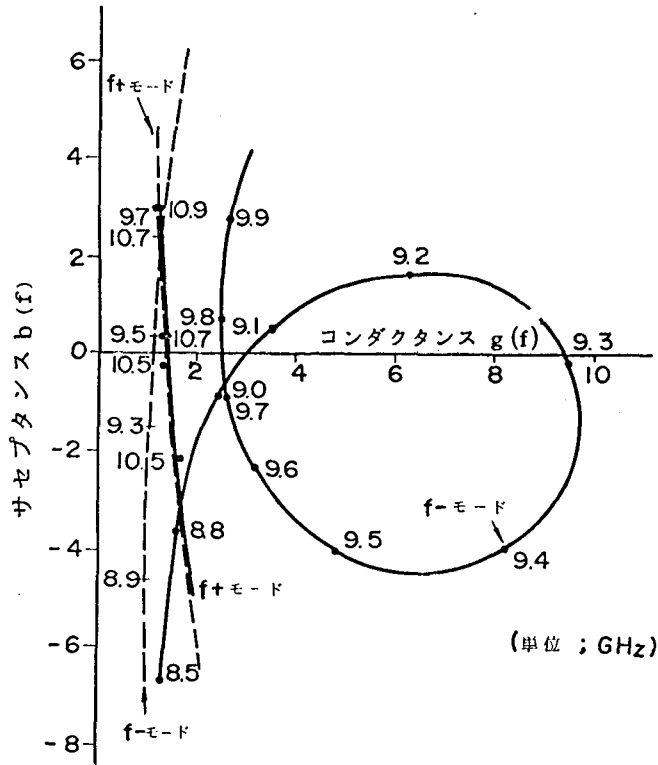
接合面積 = $1.0 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$ 、接合容量 = 0.6 pF
降伏電圧 = 30 ボルト

図3-10 G_e アバランシェ・ダイオード発振器の回路コンダクタンス対発振出力

今、発振開始電流が約 30 mA になる(つまり、発振モードの回路コンダクタ

ンスが約 2 m Ω) ように設計した場合を考える。このとき、不要モードでの回路コンダクタンス $G_A \cdot g(f_-)$ を発振モードでの回路コンダクタンス $G_A \cdot g(f_+)$ より 0.4 ~ 0.5 m Ω ほど大きくすれば、バイアス電流値 50 mA に至るまで単一モード発振 (3.17) 式が満足され、不要モードでの発振は確実に抑圧されることがわかる。

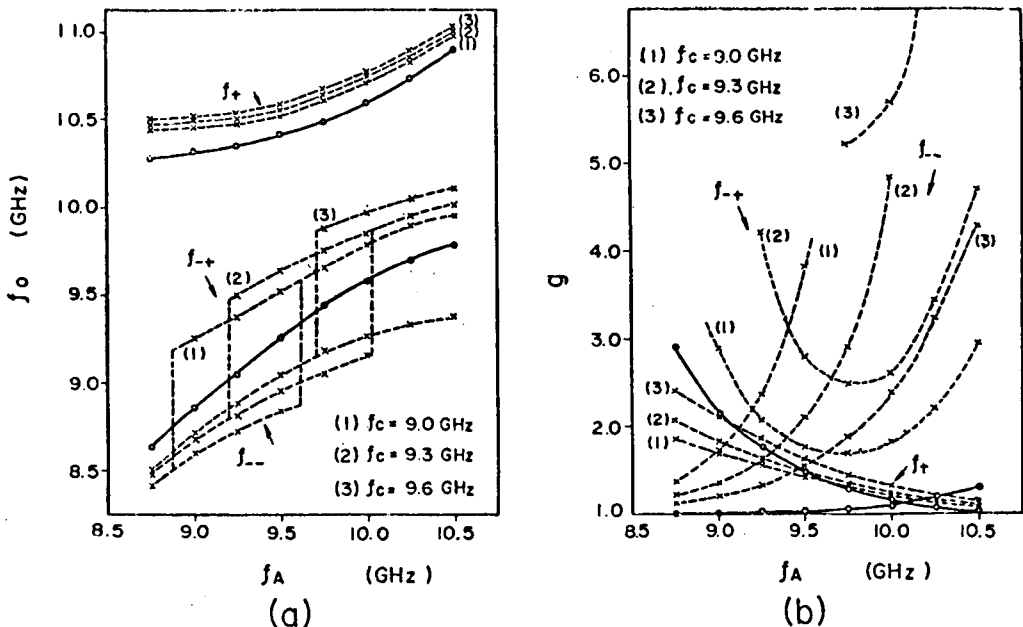
このような条件を実現するための回路条件を次に検討する。(3.12) (3.13) (3.18) (3.19) (3.20) 式を用いて計算した f_+ モード、 f_- モード周波数付近のアドミッタンス $Y_T(f)$ の軌跡の一例を図 3-11 に示す。



$f_A = 9.8 \text{ GHz}$ 、 $f_B = 10.1 \text{ GHz}$ 、 $f_C = 9.3 \text{ GHz}$ 、
 $Q_A = 30$ 、 $Q_B = 200$ 、 $Q_C = 30$ 、 $k = 0.1$ 、
 実線 ; $k_v = 0.08$ 、点線 ; $k_v = 0$

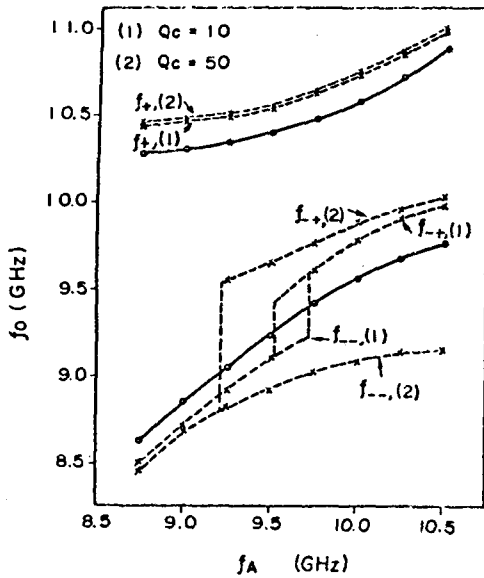
図 3-11 f_+ モード、 f_- モード周波数付近のアドミッタンス軌跡

(付録 A . 2) サセプタンス $b_T(f) = 0$ が、回路の共振点を与える。図 3-11 より、 f_- モードの場合、空洞 C 結合後 $b_T(f) = 0$ となる共振周波数は、低い方から f_{--} 、 f_{-U} 、 f_{-+} と三つ存在することが分るが、 f_{-U} は、発振振幅が成長し得ない不安定動作点である^{49) 50)}ので、以後の解析では考えない。さらにパラメータを様々にかえて計算した結果を、図 3-12 ~ 図 3-14 に示す。図 3-12 は、空洞 C の共振周波数 f_c の値を変えたときの、図 3-13 は Q_V 、図 3-14 は k_V を変えたときの、共振周波数 f_0 およびその周波数での規格化コンダクタンス $g(f_0)$ の変化を示す。実線は空洞 C を結合しないとき ($k_V = 0$) の値を示す。空洞 C の結合により、 f_- モードはさらに f_{-+} 、 f_{--} ($f_{-+} > f_{--}$) という 2 つの発振モードに分離するが、コンダクタンス値は共に増大していることが分る。一方、発振モード (f_+ モード) の規格化コンダクタンス $g(f_+)$ は 1.5 前後であり、空洞 C の付加による変化は少ない。

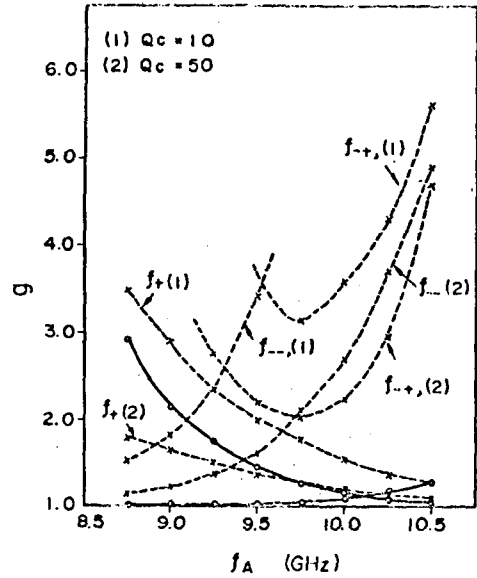


($f_B = 10.1$ GHz, $Q_A = 30$, $Q_B = 200$, $Q_C = 30$, $k = 0.1$, $k_V = 0.08$)

図 3-12 様々な f_c における共振周波数 f_0 および規格化コンダクタンス $g(f_0)$ 対 f_A



(a)



(b)

($f_B=10.1\text{GHz}$, $f_C=9.3\text{GHz}$, $Q_A=30$, $Q_B=200$, $k=0.1$, $k_V=0.08$)

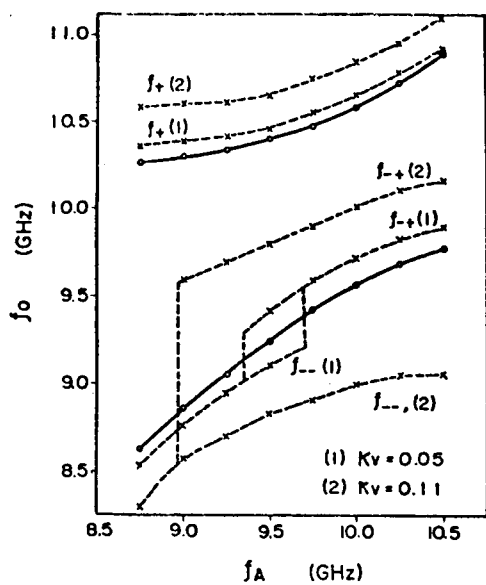
図 3 - 1 3 様々な Q_C における共振周波数 f_0 および
規格化コンダクタンス $g(f_0)$ 対 f_A

ところで、被安定化発振器の内部コンダクタンス G_A の値は、発振周波数が $8.5 \sim 10.0 \text{ GHz}$ のとき、実験によれば、約 $1.5 \sim 1.7 \text{ mS}$ である。したがって前述のように、 $g(f_-) \cdot G_A$ を $g(f_+) \cdot G_A$ よりも $0.4 \sim 0.5 \text{ mS}$ 程大きくすれば十分であることが分る。

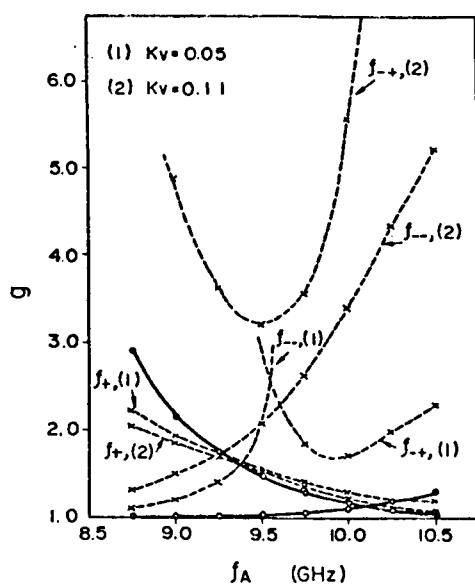
この条件を満足する f_A の範囲を、単一モード発振条件を満足する被安定化領域 Δf_A とすると、図 3 - 1 2 (b) より、 f_C の低下に伴い、安定化領域 Δf_A の下限が拡大することが分かる。しかし、同時に、 f_- モードと f_+ モードのコンダクタンス差は小さくなり、 f_C を低くし過ぎた場合には、 f_A の高い所で f_- モードでの不要発振の抑圧が不十分になってしまうことが分かる。

また、図 3 - 1 3、図 3 - 1 4 よりより、 Q_C を小さくするほど、また、 k_V を大きくするほど被安定化領域 Δf_A の下限が拡大するが、 f_C の場合は、その効果は顕著ではないことが分かる。

ところで、 f_A の温度変化は、 $-20 \sim +60^\circ\text{C}$ の範囲で、約 60 MHz 程度であり、故に、この程度の温度変化幅では、(3.17) 式の単一モード発振条件を満たす被安定化領域 Δf_A の変動はわずかと考えられる。



(a)



(b)

($f_B=10.1\text{GHz}$, $f_C=9.3\text{GHz}$, $Q_A=30$, $Q_B=200$, $Q_C=30$, $k=0.1$)

図 3 - 1 4 様々な k_v における共振周波数 f_0 および
規格化コンダクタンス $g(f_0)$ 対 f_A

3.3.4 共振器Cのそう入損

共振器Cの付加による発振モード(f_+ モード)での規格化コンダクタンスの増加分 $\Delta g(f_0)$ は、(3.19)式より、発振周波数 f_0 に対して、次式で与えられる。

$$\Delta g = (1 + a_{T+}) \frac{Q_C Q_C k_v^2}{1 + (2Q_C \delta_T(f_0))^2} g(f_0) \quad (3.21)$$

一方発振電圧振幅 \bar{V} は、発振素子からみた回路のコンダクタンスとバイアス電流によって決まるが、この \bar{V} を使うと、共振器Cのそう入損 p_c は $p_c = 1/2 \Delta g(f_0) \bar{V}^2$ で与えられる。このとき、発振モードでの回路コンダクタンス $g_T(f_0)$ は、図3-12~図3-14に示したように、空洞Cの付加によってほとんど変わらないので、バイアス電流値が一定の条件の下では、発振電圧振幅は空洞Cの付加によっても変わらないと仮定した。故に、空洞Cによる損失 L_c は次式で与えられる。

$$L_c = -10 \ln \frac{g_T(f_0) - \Delta g(f_0)}{g_T(f_0)} \quad (3.22)$$

代表的な場合($Q_C = 30$ 、 $k_v = 0.08$ 、 $f_A = 9.5 \text{ GHz}$)のとき、 L_c の値は約0.8 dBである。

3.3.5 安定度と回路効率

一般に安定度 S は(3.9)式と同じく、次式で定義される。

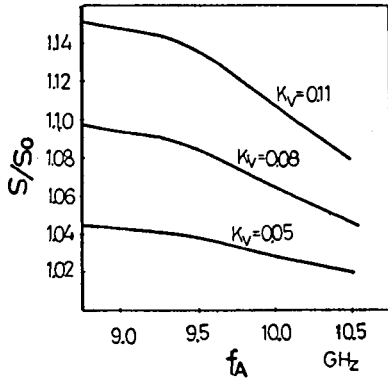
$$S = \frac{1}{\left(\frac{\partial f_0}{\partial f_A} \right)_{\Delta f_B = 0}} \quad (3.23)$$

空洞Cを付加しないときの安定度 S_0 は、(3.13)式=0を f_A で偏微分することにより、次式で表わされる。(付録A.1)

$$S_0 = 1 + (kQ_B)^2 \frac{(2Q_B \delta(f_0))^2 - 1}{\{(2Q_B \delta(f_0))^2 + 1\}^2} \quad (3.24)$$

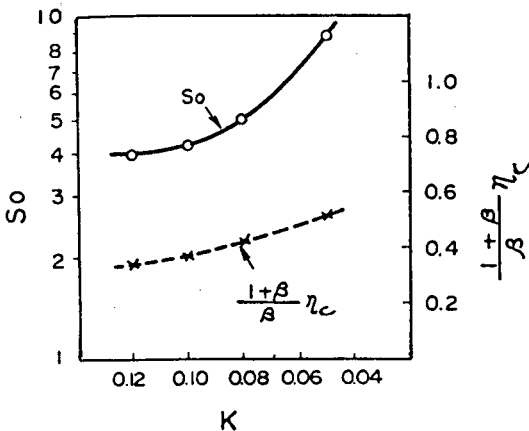
空洞Cを付加したときの安定度Sは、同様にして、(3.20)式より次式で表わされる。

$$S = \left[1 - \frac{(Qck_v)^2 (1 - (2Q_C \delta_T(f_0))^2)}{\{1 + (2Q_C \delta_T(f_0))^2\}^2} \right] S_0 \quad (3.25)$$



$$(f_B = 10.1 \text{ GHz}, f_C = 9.3 \text{ GHz}, Q_A = 30, \\ Q_B = 200, Q_C = 30, k = 0.1)$$

図3-15 空洞C付加によるS/S₀対f_A



$$(f_A = 9.5 \text{ GHz}, f_B = 10.1 \text{ GHz}, Q_A = 30) \\ Q_B = 200$$

図3-16 結合係数k対S₀および規格化回路効率(1+β)η_c/β

ここで、g(f₀)≒0、

$$S_0 = \frac{1}{(\partial f_+ / \partial f_A)} \text{ なる}$$

関係を利用している。

空洞Cの付加による安定度の変化率S/S₀を、f_Aを変数、k_vをパラメータとして(3.25)式を用いて計算した結果を図3-15に示す。

図3-15から分るように、空洞Cの付加により安定度は若干向上するがその割合は小さい。

一方、S₀は、通常の反射形共振器直結による場合と同様に、(f_B - f_A)が大きいほど、k_vが小さいほど大きくなる。⁵²⁾ (3.24)式により、S₀対kの関係を計算した結果を、図3-16に示す。

また、本安定化法での回路効率η_cは、空洞Cによる損失を無視し、図3-8

中に示したように空胴 B と負荷との結合度を β とすると、次式で与えられる。

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_T} = \frac{\frac{\beta}{1+\beta} (g_T(f_0) - 1)}{g_T(f_0)} = \frac{\beta}{1+\beta} \left(1 - \frac{1}{g_T(f_0)} \right) \quad (3.26)$$

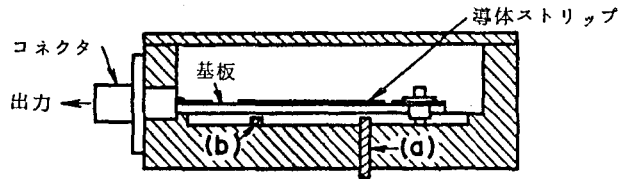
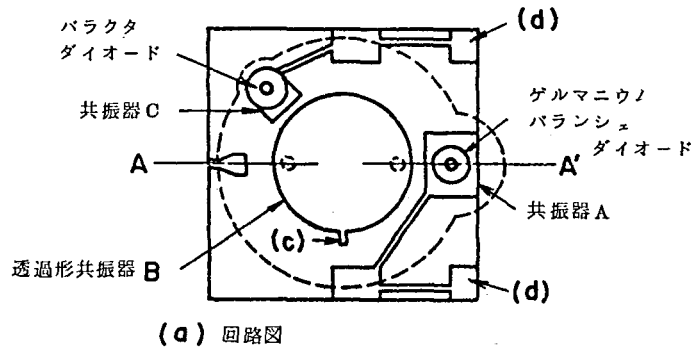
ここで P_T は全回路で消費される電力、 P_L は負荷に取り出される電力である。 $g_T(f_0)$ は、3.3.3 節で述べたように、 $(f_B - f_A)$ が大きいほど、また、 k が小さいほど、被安定化領域内では大きくなるので、(3.26) 式から、 η_c も大きくなることが分かる。 k を変数として計算した規格化回路効率 $(1+\beta)\eta_c/\beta$ を、図 3-16 中に S_0 と共に示す。

3.4 LQ S 発振器の製作

3.4.1 LQ S 発振器の構成

G_e アバランシェ・ダイオードを用いて、LQ S 発振器を製作した。MIC は、 Q_0 を高くするために、サスペンディッド構造で構成した。この LQ S 発振器の構成を図 3-17 に示す。⁵⁵⁾

(a) は MIC パターン、(b) は発振器の断面図である。基板は $17.5 \times 17.5 \times 0.65 \text{ mm}$ のアルミナ基板 ($\epsilon_r = 9.7$ 、純度 99.5% 以上) を用いた。基板を支持するため、基



(a) 機械同調用ビス (b) 温度補償用チタニア (c) 縮退モード分離用突起 (d) ロー・パス・フィルタ

図 3-17 LQ S 発振器の構成

板下に構成する空気層は、図 3 - 1 7 中に点線で示すように、円状とした。
基板から、下部導体（金属容器）までの空気層の厚さは、図 2 - 1 0 の実験結果を考慮して、 0.80 mm 、また基板から上部導体（金属ふた）までの高さは 8.4 mm とした。

発振周波数は、ドップラ・モジュール用として、 10.525 GHz に、また安定度は約 4 に設計した。このため、各共振器の共振周波数は、3 . 3 節の計算結

表 3 - 1 各共振器の共振周波数と Q 値

パラメータ	値	パラメータ	値
f_A	$9.7 - 10.4\text{ GHz}$	Q_A	$27 - 32$
f_B	10.1 GHz	Q_B	$200(\text{loaded } Q)$ $800(\text{unloaded } Q)$
f_C	9.4 GHz	Q_C	32

果に基づき、表 3 - 1 に示すように設計した。

このため、図 2 - 6 の実験結果より、円形共振器 B の直径は 8.0 mm とした。
矩形共振器 A は、その中央に G_0 アバランシェ・ダイオードをそう入して、被安定化発振器を構成するが、寸法は、その発振周波数が表 3 - 1 の値になるように実験的に決定した。矩形共振器は、2 . 2 . 1 節で述べた分布定数伝送線路共振器と同様に考えられ、辺の長さが長い程、発振周波数は低くなる。実験の結果、 $5.6 \times 4.0\text{ mm}$ であれば、ほぼ表 3 - 1 の値になった。

共振器 A、B 間の結合度 k は、パターン間隔 G_d が大きい程粗になる。3 . 3 節の結果より、 k を小さくする程、安定度、回路効率は共にあがるが、 $g(f_0)$ も増大するため発振開始電流値が大きくなる。実験的な最適値として、 $G_d = 0.7\text{ mm}$ とした。

共振器 B と出力取り出し用ストリップ線路との間隔 G_0 は、 β に関係するが、これを密にする程 Q_B の値が低下し、 $g(f_0)$ が増大して発振開始電流が増大する。しかし、 β を小さくすると、図 3 - 1 6 より回路効率 η_c が低下するので、最適値として、 $G_0 = 2.4\text{ mm}$ とした。

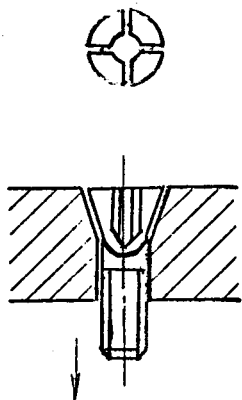


図 3 - 1 8 ダイオード固定
用コレット・チャック

G_e アバランシェ・ダイオードおよびバラクタ・ダイオードは、基板に直径 3.2 mm の穴をあけ、カートリッジを金メッキした円形のワッシャを介してストリップ線路に圧着した。ダイオードの固定は、熱放熱、信頼性の点で最終的には半田付けをしたが、実験ではダイオードの交換を容易にするため、図 3 - 1 8 に示すような、逆テーパ・コレット・チャックを用いて、ダイオードを矢印の方向に引っ張って固定するようにした。

ダイオードへの直流バイアス供給は、図 3 - 1 7 に示すように、ロー・パス・フィルタ(d)を介しておこなった。

この原理については、2.1 節で述べた。カット・オフ・周波数は、約 4GHz である。

共振器 C の Q_0 を下げるために、本研究では、バラクタあるいはディテクタ・ダイオードの損失を利用した。サスペンディッド共振器の Q_0 はかなり大きい、これに前記のダイオードを封入することにより、その Q_0 を容易に 30 程度にできる。バラクタダイオードとしては MEL 4831、ショットキバリアダイオードとしては MEL 4821 を使用した。

共振器 C の設計は、共振器 A の場合と同様に、共振器 C 単独で構成し、そのパターン寸法を変えて、共振器の Q_0 および共振周波数 f_c をネットワーク・アナライザにより測定し、実験的に決定した。なお、図 3 - 1 7 のように LQS 発振器に構成してからでも、発振素子にバイアスを印加しないときの出力端からみた反射特性を測定すれば、共振周波数 f_c は共振器 A の共振周波数 f_A と離れているため、ほぼ共振器 C 単独の共振周波数が分る。

共振器 C と共振器 B の結合度 k_v は、共振器間の間隔により決定されるが、3.3 節の解析によれば、不要モード抑圧効果にはそれ程重大な影響を与えないので、後述の電子同調特性を考慮して決定した。

このようにして構成した LQS 発振器の外観写真を、図 3 - 1 9 に示す。

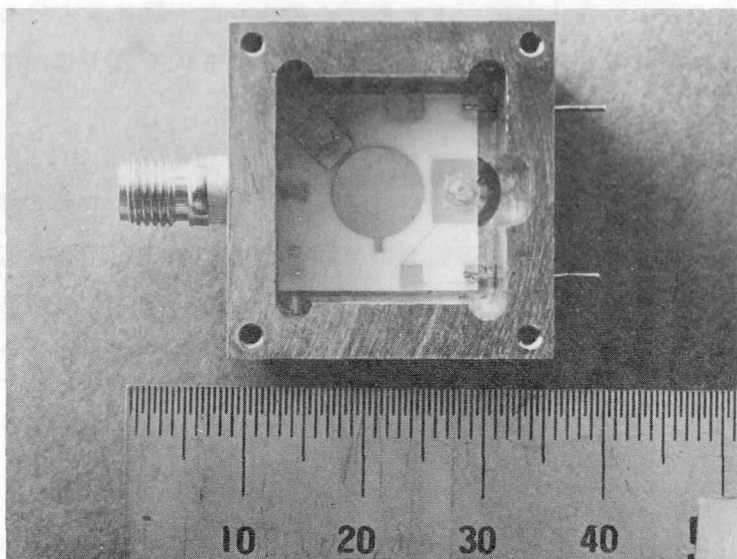


図 3-19 L Q S 発振器の外観写真

3. 4. 2 寄生共振点の処理

M I C の場合、高誘電率基板を使うため、特に寄生共振点が生じやすい。この様々な寄生共振点の処理が、発振器製作における実際上の問題となる。特に、発振モード近傍の寄生共振点は、モードジャンプあるいは雑音の成因となり、機械同調時、電子同調時に重要な問題となる。このような寄生共振点は、ひとつひとつその成因を検討しながら、除去していく必要がある。

発振器の出力端から、ネットワーク・アナライザで、その反射特性を調べることにより、様々な共振点に関する情報を得ることができる。アバランシェ・ダイオードは、降伏電圧以下のバイアス電圧では、単なる可変容量素子とみなせるので、バイアス電圧を変えながら共振周波数 f_A を変化させて、L Q S 発振器の全共振点の動きを知ることができる。

また、後述するが、機械同調用ビス(a)をそう入することによっても、安定化空洞 B の共振周波数 f_B を変えられるので、 f_B の変化による L Q S 発振器の全

共振点の動きも分る。

一方、 f_A 、 f_B に対する結合共振器の動きは 3. 3 節の解析から推察できるので、それ以外のものが寄生共振点である。このような実験により分った寄生共振点には、様々なものがあったが、そのうちの主なものを以下に示す。

(1) 容器の共振点

サスペンディッド構造共振器では、電磁気エネルギーを、基板上下の空間にも蓄える。そのため、MIC 共振器の基板上の空間がひとつの方形空洞共振器を構成し、その共振周波数が寄生共振点となる。したがって、その共振周波数が発振モード周波数近傍にこないように容器の寸法を設計する必要があった。

(2) 基板下の空気層の形状による共振点

基板下の空気層の端がパターンの端に近くなると、図 2-5 に示したのと似た電磁界分布の乱れが生じる。特に、共振器 A、C のパターンの端が基板下の空気層の端に近ざくと、寄生共振点が発生することがあった。これを避けるために、基板下の空気層の形状を円形から若干変形させたダンゴ形にした。

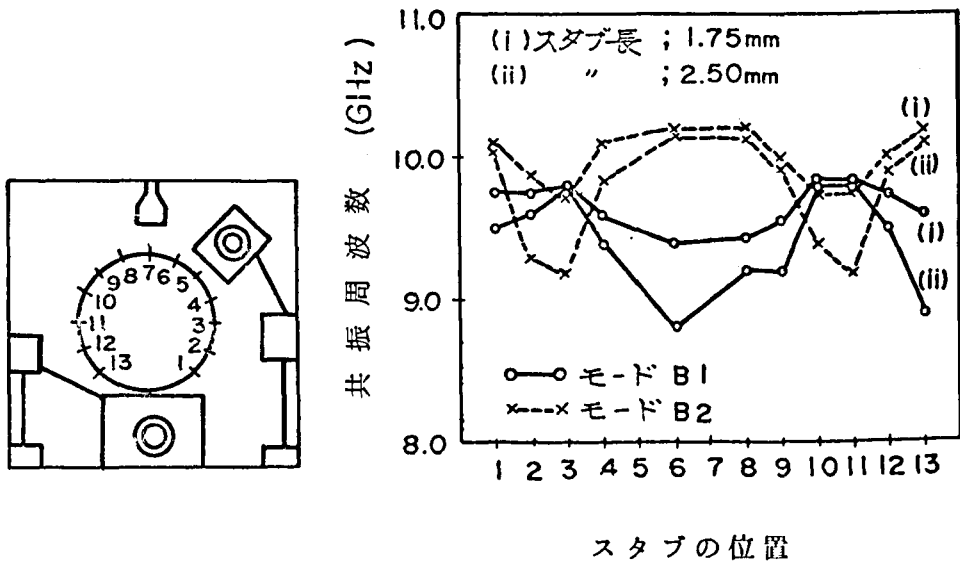
(3) 円形共振器の縮退モード分離による共振点

円形共振器の基本モードは、その対称性の故に、2. 2. 2 節で述べたように、互いに直交する縮退した 2 つのモード B1、B2 から成るが、²⁶⁾ これに共振器 A、C を結合すると、その対称性がくずれることにより縮退が解けて、2 つの共振点に分離する。その分離の程度はわずかであるが、発振モード周波数付近で生じるため、特にその処理が重要である。

対称性のくずれによる共振周波数のシフトを確認するために、図 3-20(a) の共振器上に示した位置に長さをかえた幅 0.6 mm のスタブを突き出し、その時の共振周波数の分離、シフトの様子を調べた。その結果を、図 3-20(b) に示す。3 および 11 付近に突き出したスタブは、その付近に電界の最強部を持つ B2 モードに対してのみ周波数を低下させることが分る。

ところで、出力ストリップ線と強く結合するのは、7、14 付近に電界の最強部を持つ B1 モードであり、故に、B2 モードは寄生共振点となる。そこで、図 3-20(b) の現象を逆に利用して、位置 11 から突起を出し、B2 モードの

共振周波数だけを、発振に影響のない周波数にまで下げることにした。スタブの寸法を $1.4 \times 0.7 \text{ mm}$ にすることにより、この縮退モードの分離による影響を完全に除くことができた。



(a) スタブの位置

(b) 分離した共振周波数

図3-20 円形共振器縮退モードのスタブによる分離 (スタブの幅 ; 0.6 mm)

3.4.3 機械同調機能の構成

一般に、共振空洞の壁を空洞内に押し入れて変形させた場合、あるいは空洞内に金属物体をそう入した場合、その排除した体積中に含まれる磁気エネルギーの方が電気エネルギーよりも大きい場合には、空洞の共振周波数は高くなり、逆の場合は低くなることが電磁気理論より導かれる。

この原理を応用して、機械的なビスを基板直下の空気層中にそう入することにより、サスペンディッド構造円形共振器の共振周波数を変えることができる。

ところで、前述のごとく、一般にM I C発振器の場合、組み立て後の調整は

容易ではない。そこで、LQ S 発振器では、安定化共振器 B の結合によって発振周波数をいったん安定化共振器の共振周波数付近にし、次に、その共振周波数を機械同調により微調整して正確に希望周波数にあわせるようにして、量産性をあげた。

サスペンディッド円形共振器の電界、磁界の最強部は、2.2.2 節で述べたように、それぞれ図 3-21 中の a、b である。故に、この付近にビスをそう入すれば、共振周波数 f_B を調整できる。周波数偏移量を大きくとるためには、

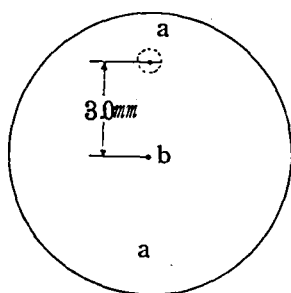


図 3-21 円形共振器の機械同調ビス
挿入位置

(a; 電界集中部、b; 磁界集中部)

ビスをパターンの端にそう入する程効果的であるが、出力ストリップ線路あるいは共振器 A との結合度にも変化を与え、発振特性に複雑な影響を与えるので、最適位置がある。また、ビスの径を大きくすれば、周波数偏移量も大きくできるが、ある程度で効果は飽和し、むしろ共振器の Q_0 を大きく低下させてしまうので好ましくない。

実験的検討の結果、ビスの径は直径 1.7 mm にし、図 3-21 中点線の位置にそ

う入することにした。なお、磁界最強部 b にビスをそう入することによる周波数偏移はあまり大きくなかったので、ここにはビスをそう入しなかった。

以上のようにして、LQ S 発振器の最大機械同調幅として、400 ~ 450 MHz が可能になった。LQ S 発振器発振周波数の機械同調特性の一例を、図 3-22 に示す。ビスのそう入長が 0.6 mm 付近までは発振出力の変動はほとんどないが、ビスの先端が基板に近ずくと、発振周波数と共に発振出力の変化も大きくなることが分る。これは基板に近い程電界強度が強くなっていることを反映していると思われるが、実用上は、この付近まで同調をとると発振特性

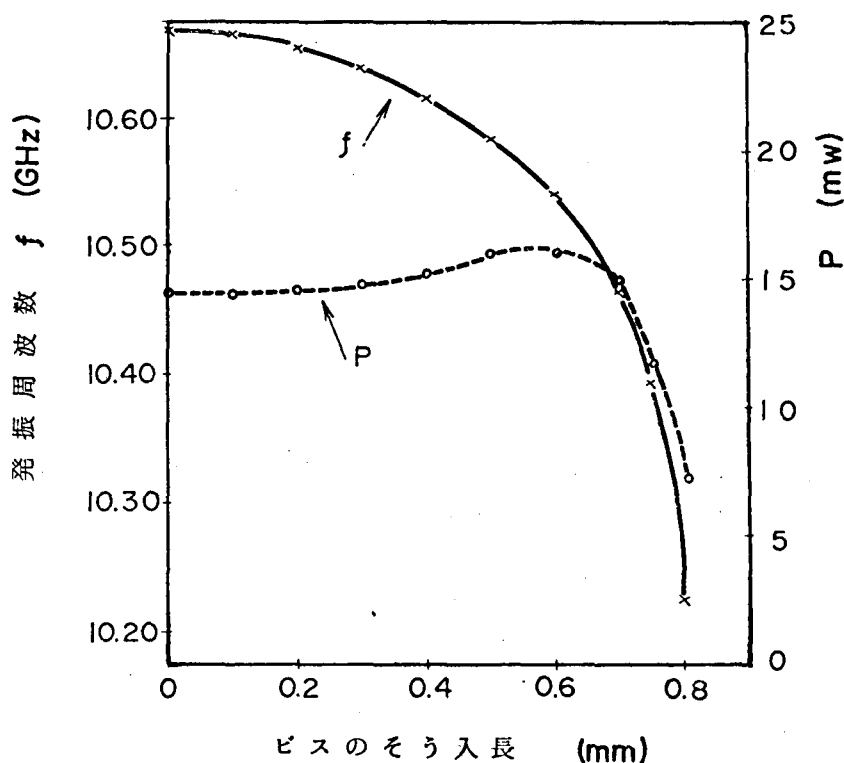
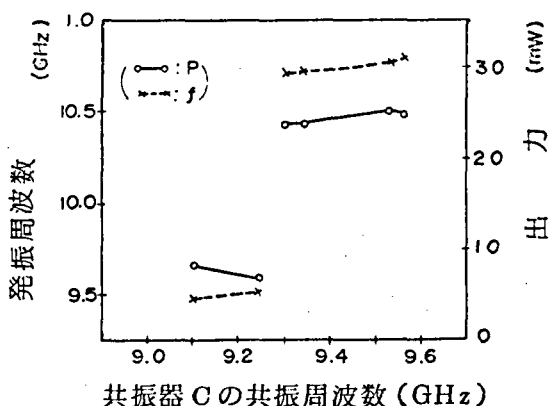


図 3-22 LQS 発振器の機械同調特性

が不安定になるので、ピスのそう入は 0.7 mm 付近までで抑えるようにした。

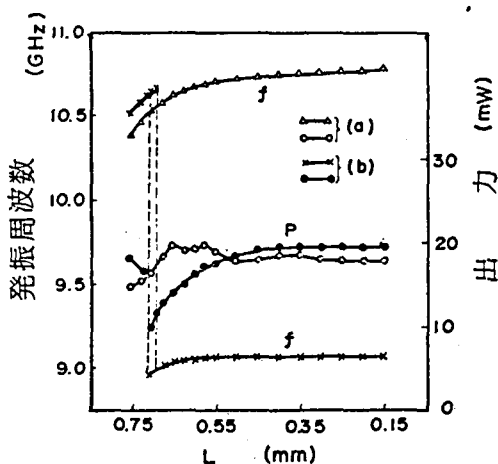
3. 4. 4 低 Q 共振器による不要モード抑圧効果

共振器 C による不要モード抑圧効果を確認するために、 f_c の値を変えて、発振モード、発振出力の変化を調べた結果を、図 3-23 に示す。できる限り他の条件を一定にするため、 f_c の値は発振器を組み立てたまま、共振器 C を構成するストリップ線の後端をエッチングで短かくして変化させた。 f_c の値が低過ぎる場合には、 f_{-+} モードで発振してしまう様子が分る。この結果は、3. 3 節の解析と良く一致する。



($f_B = 10.1 \text{ GHz}$, $f_A \approx 9.8 \text{ GHz}$, $Q_A \approx 30$
 $Q_B \approx 200$, $Q_C \approx 30$, bias current = 40 mA)

図 3-23 発振周波数 f および出力 p 対 f_c



($f_A \approx 10.0 \text{ GHz}$, $f_B = 10.1 \text{ GHz}$, $f_C \approx 9.4 \text{ GHz}$
 $Q_A \approx 30$, $Q_B \approx 200$, $Q_C \approx 30$)

図 3-24 発振周波数 f および発振出力 p 対
 機械同調ビスのそう入深さ L

(a ; L Q S 発振器、b ; 共振器 C を除去した
 発振器)

また、(a) L Q S 発振器と、
 (b) L Q S 発振器から共振器
 C を除去した発振器につい
 て、機械同調ビスを空洞 B
 中にそう入して f_B を変化
 させ、発振モードを観測し
 た。前節で述べたように、
 共振器 B 中へのビスのそう
 入深さ L が大きいほど、 f_B
 は低下し、($f_B - f_A$) は
 小さくなる。故に、ビスを
 そう入するほど、不要モー
 ド、発振モード間のコンダ
 クタンス差が小さくなり、
 不要モード発振が生じやす
 くなる。

図 3-24 は、そう入深
 さ L に対する発振モードの
 変化を示す。(b)では、 $L =$
 0.7 mm 付近でモード・ジャ
 ンプを生じており、 f_- モ
 ード発振が観測されている。
 これに対し、空洞 C が付加
 されている(a)では、常に f_+
 モードで安定に発振してい
 ることが分かる。これは、
 空洞 C の付加により、 f_+
 モードで発振する安定化
 領域が拡大したことを示し
 ている。

3.5 LQS発振器の諸特性^{24) 40)}

3.5.1 発振特性

前節のようにして構成した、Ge・アパランシェ・ダイオードを用いて構成したLQS発振器の発振特性の一例を図3-25に示す。また発振スペクトルの一例を、図3-26に示す。

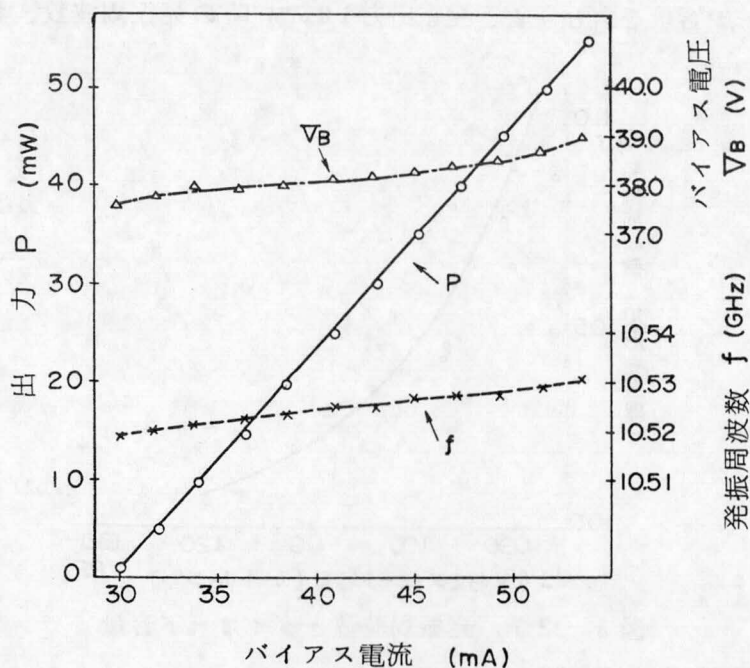


図3-25 発振特性

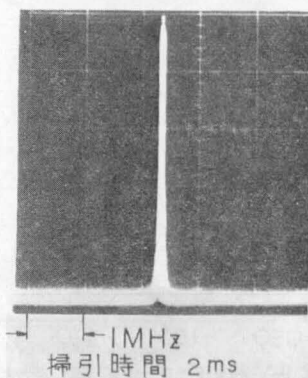


図3-26 発振スペクトル

3. 5. 2 発振周波数の安定化効果^{24) 25)}

共振器 B による周波数安定化の効果を確認するために、容量の異なる様々な Ge・アバランシェ・ダイオードを、共振器 A のみからなる発振器に封入したときの発振周波数の分布と、LQ S 発振器に封入したときの分布の差を比較した。

まず、発振器 A のみからなる場合について、ダイオードの -20V 時の容量（パッケージ容量を含む）と、発振出力 10mW 時の発振周波数、および発振

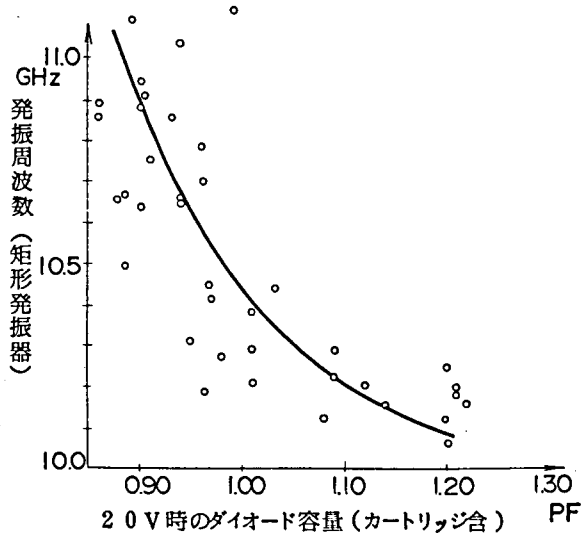
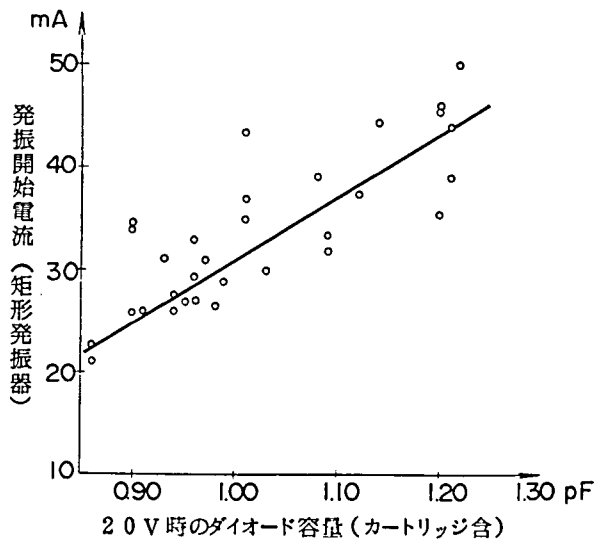


図 3 - 2 7 発振周波数とダイオード容量



3 - 2 8 発振開始電流とダイオード容量

開始電流の関係を図 3-27、図 3-28 に示す。アバランシェ・ダイオードは、(3.1) 式からも分るように、一般に容量が大きい程負性抵抗が小さくなるため、発振開始電流が小さくなる。図 3-28 はこの傾向を反映している。

これらの Ge・アバランシェ・ダイオードを(1) LQ S 発振器に封入した場合の、発振出力 10 mW 時の発振周波数、発振開始電流と、(2) 共振器 A のみからなる場合のそれらを比較した結果を、図 3-29 に示す。いずれも、機械同調をおこなわないときの値である。

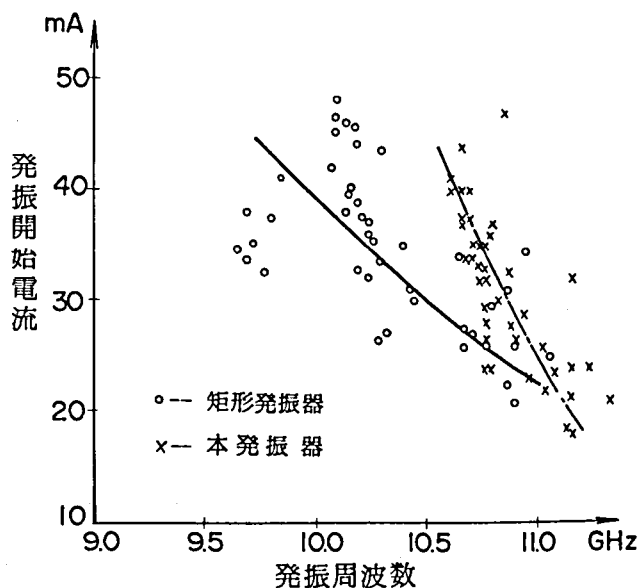


図 3-29 発振開始電流と発振周波数の分布

発振開始電流の分布は、両者であまり差はみられないが、発振周波数の分布は、かなり小さくなっていることが分る。

発振周波数の分布の減少をもっと分りやすく調べるために、横軸に(2)共振器 A のみから成る発振器における発振周波数 (f_A に相当)、縦軸に(1) LQ S 発振器の場合の発振周波数 (f_+ に相当)をとって示したのが、図 3-30 である。図 3-30 より、 f_A が 10.3 GHz 以下の周波数範囲では、その分布の幅は約 $1/4$ に圧縮されていることが分る。

また、安定に f_+ モードで発振可能な f_A の下限は、約 9.5 GHz であった。これらの実験結果は、3.3 節の数値解析と、ほぼ一致する。

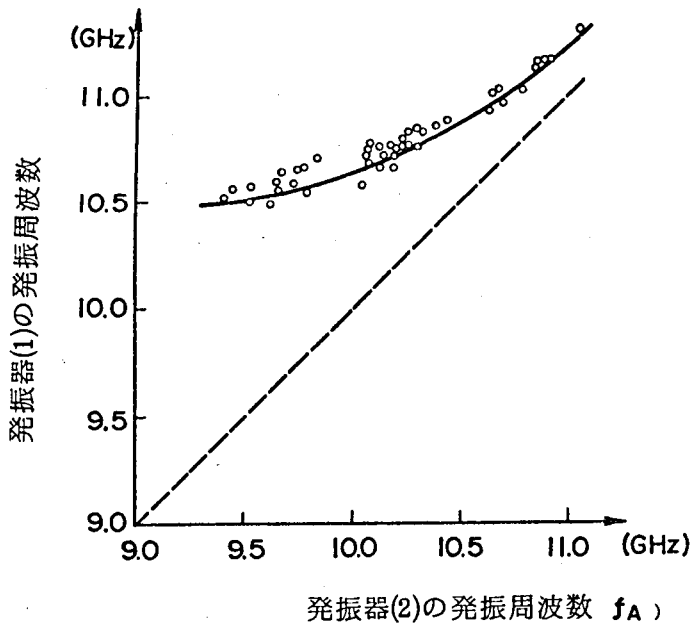


図 3 - 3 0 共振器 B による安定化の効果

(発振器 (1); L Q S 発振器
発振器 (2); 共振器 A のみからなる発振器)

3. 5. 3 負 荷 特 性

負荷特性は、負荷変動による発振特性変動の程度を表すもので、これを完全に調べるには、全負荷に対するリーケ線図を求める必要があるが、測定が大変なので、一般には負荷特性がほぼ発振器の外部 Q 、 Q_{EX} で決まることに注目し、単に Q_{EX} で示すか、あるいはその代りに、ある反射係数の負荷の位相を 180° 変化させたときの発振周波数の最大偏移幅 (プリング周波数) で示す。今、共振周波数 f_0 、外部 Q が Q_{EX} の共振器に、正視化サセプタンス b の負荷を接続した場合、 f_0 は新しい共振周波数 f_r に変化する。⁵⁸⁾

$$f_r = f_0 \left(1 - \frac{b}{2Q_{EX}} \right) \quad (3.27)$$

プリング周波数の測定ブロック図を図 3 - 3 2 に示す。プリング周波数の測定には、一般に標準負荷として、 $VSWR = 1.5$ (反射係数 = 0.2) の負荷が用いられる。⁵⁹⁾ 図 3 - 3 1 では、この負荷をスタブ・スライド・チューナおよび

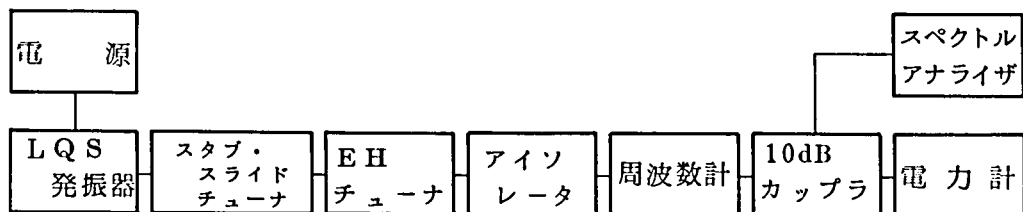


図 3 - 3 1 プリング周波数測定ブロック図

EH・チューナで構成した。EH・チューナは、スタブ・スライド・チューナの位相を変化させた時に反射係数の値が 0.2 からずれないように調整するためにそう入してある。

LQS 発振器のプリング周波数を測定した一例を、図 3 - 3 2 に示す。この結果を (3.2 7) 式に代入すれば、 $Q_{EX} \approx 200$ であることが分る。

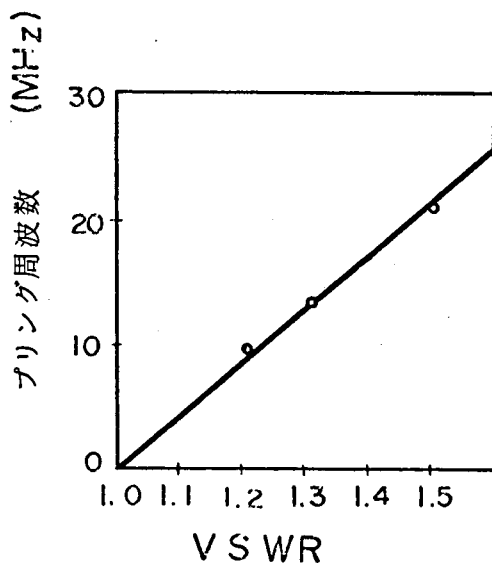


図 3 - 3 2 プリング周波数対負荷の VSWR
(発振出力 ; 10 mW)

発振器の動作状態における Q_{EX} を測定する別の方法に、注入同期法がある。これは、発振周波数 f_0 、発振出力 P_0 なる発振器に、発振周波数 f_1 の別の安定な入力 P_1 を注入すると、発振周波数 f_0 が f_1 に引き込まれる現象である。注入同期現象は、発振出力 P_0 の注入波に対する位相を ϕ とするとき、次のアドラーの式で表現される。⁶⁰⁾

$$\frac{d\phi}{dt} = -B(\sin\phi - k)$$

(3.2 8)

ここに B は、入力が P_1 のときの最大引き込み幅を示し、次式で与えられる。

$$B = \frac{2\pi f_0}{Q_{EX}} \sqrt{\frac{P_1}{P_0}} \quad (3.29)$$

また k は、実際の引き込み幅と B との比である。定常状態では $d\phi/dt = 0$ であり、そのときの位相 ϕ_∞ は次式で与えられる。

$$\phi_\infty = \sin^{-1} k \quad (3.30)$$

以上の原理から分るように、 P_0 、 P_1 、 f_0 、 B を測定すれば、 Q_{EX} を求めることができる。

注入同期法による Q_{EX} 測定のプロック図を図 3-33 に示す。この方法による代表的な LQ S 発振器の Q_{EX} は 200 ~ 300 で、ほぼプリング周波数から求めた値と一致した。

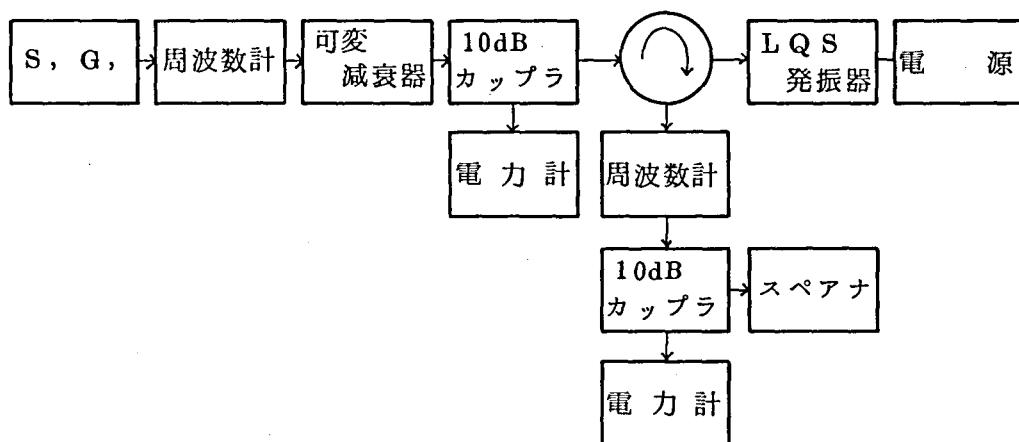


図 3-33 注入同期法による Q_{EX} 測定ブロック図

また、機械同調時における Q_{EX} の変化を、注入同期法により測定した結果を図 3-34 に示す。機械同調をおこなうことによる Q_{EX} の変化は小さいことが分る。

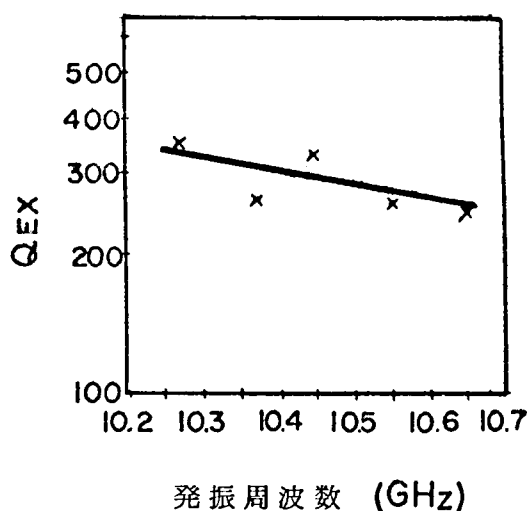


図 3 - 3 4 L Q S 発振器の機械同調時
の Q_{EX} の変化
(発振出力 ; 10 mW)

3. 5. 4 温 度 特 性

発振周波数の温度変化分 Δf_0 は、L Q S 発振器の場合、共振器 A のみによる発振周波数の変動分を Δf_A 、共振周波数 f_B の変動分を Δf_B とするとき、次式で与えられる。^{34) 52)}

$$\Delta f_0 = \Delta f_B + \frac{1}{S} \Delta f_A \quad (3. 3 1)$$

ここに S は安定度である。アルミナ基板を用いた共振器の共振周波数の温度係数は $-40 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ とやや大きく、したがって Δf_A は、Ge・アバランシェ・ダイオードの温度変化をあわせて、 $-80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 程度になる。今の場合、 $S \approx 4$ であるので、結局 Δf_0 は $-60 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 程度の値になる。

ドップラ・モジュール用としては、 Δf_0 として $20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下の値が要求される。これを解決するために、基板としてアルミナよりもさらに温度安定性に優れた石英を用いるのもひとつの方法であるが、機械的強度の点で問題がある。そこで、負の温度係数を有する高誘電率誘電体を、共振器 B 直下の空気層にそう入し、共振器 B の周波数変化を補償した。

温度補償の原理は、機械同調の原理と似ている。共振器中の電界強度の大きな部分に、高誘電率誘電体をそう入すると、一般に共振周波数は低下する。故に、大きな負の温度係数の誘電体を用いれば、その誘電率変化により、共振周波数の温度変化を補償できる。

誘電体として、様々な温度係数、誘電率の誘電体を検討した結果、温度係数が $-2000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 、直径 2.0 mm 、厚さ 0.7 mm のルチル単結晶を用いることにした。これを、図3-17に示したように、図3-21の機械同調用ビスと対称な位置にそう入し、発振周波数の温度変化を $10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 以下に抑えることができた。このような温度補償後の発振周波数、発振出力の温度特性の一例を、図3-35に示す。²⁴⁾

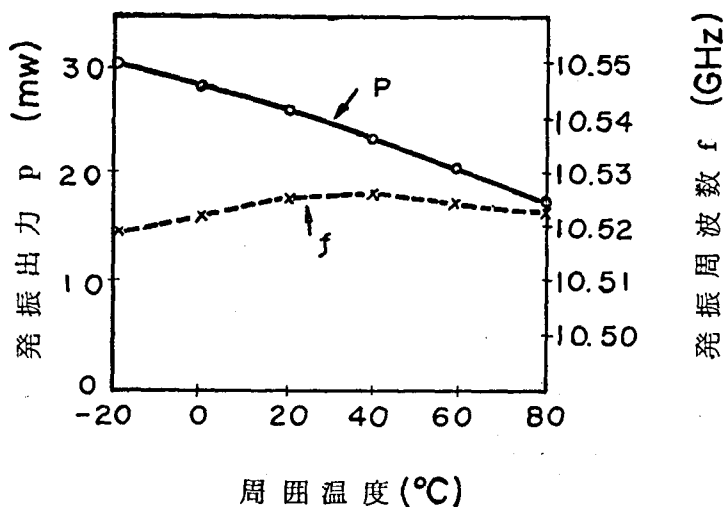


図3-35 LQS発振器の温度特性の一例
(バイアス電流 = 42 mA)

3.5.5 雑音特性

高Q共振器の結合による安定化の本来の目的は、低雑音化である。一般に安定化によりFMノイズは $1/S$ に減少する。この効果を調べるために、 $G_e \cdot \text{ア}$ バランシェ・ダイオードを用いたLQS発振器のAM、FM雑音を測定した。

FM雑音は、一般に、周波数弁別器によりいったんAM雑音に変換して測定

される。この周波数弁別器の構成法により様々なFM雑音の測定方法が提案されているが、ここではJ. R. Ashley により提案された方法⁶¹⁾に基づいて測定した。その測定ブロック図を、図3-36に示す。

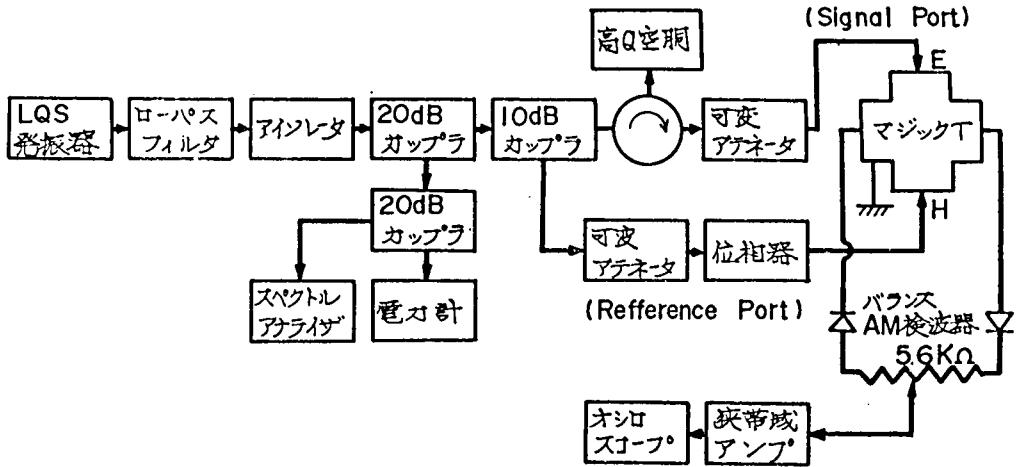


図3-36 FM雑音測定ブロック図

図3-36の測定原理を以下に示す。

今、発振電圧 $v(t)$ を次式で表す。

$$v(t) = A_0 [1 + k v_N(t)] \cos [(\omega_0 + \Delta\omega) t] \quad (3.32)$$

ここに、 A_0 は振幅、 k はAMに対する変調指数、 v_N は変調電圧、 ω_0 はキャリアの角周波数、 t は時間、 $\Delta\omega$ は周波数偏移である。このとき、マジックTのReference Port に入る信号電圧は次式で表わされる。

$$v_R(t) = A_R [1 + k v_N(t)] \cos [(\omega_0 + \Delta\omega) t + \phi_R] \quad (3.31)$$

ここに、 A_R は $v(t)$ から分割された信号の振幅、 ϕ_R は、Signal Port とReference Port 間の全位相差である。ところで、高Q空洞の複素反射係数 Γ は、次式で与えられる。

$$\Gamma = \frac{\beta - 1 - j 2 Q_0 \delta}{\beta + 1 + j 2 Q_0 \delta} \quad (3.32)$$

ここに、 β は結合係数で、次式で与えられる。

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_{EX}} \quad (3.33)$$

また δ は、空洞の共振周波数を ω_c とすると、次式で与えられる。

$$\delta = \frac{\omega_0 + \Delta\omega - \omega_c}{\omega_c} \quad (3.34)$$

回路条件を $\beta \approx 1$ 、 $\beta + 1 \gg 2Q_0\delta$ と設定すれば、マジック T の Signal Port に表われる信号振幅 $v_s(t)$ は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_s(t) = A_0 \left(\frac{\beta - 1}{2} \right) [1 + k v_N(t)] \cos [(\omega_0 + \Delta\omega)t] \\ + A_0 Q_0 \delta [1 + k v_N(t)] \cos \left[(\omega_0 + \Delta\omega)t - \frac{\pi}{2} \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

狭帯域アンプへの入力 v は、2 個のディテクタ出力の差、 $2 v_R(t) v_s(t)$ となる。故に、

$$\begin{aligned} v = A_0 \left(\frac{\beta - 1}{2} \right) [1 + k v_N(t)] \cos \phi_R \\ - A_0 Q_0 \delta [1 + k v_N(t)] \sin \phi_R \end{aligned} \quad (3.36)$$

位相器により、 $\phi_R = -\frac{\pi}{2}$ とすれば、 $|k v_N(t)| \ll 1$ であるので、(3.36) 式は次式になる。

$$v = A_0 Q_0 \delta \quad (3.37)$$

$\omega_c = \omega_0$ に設定すれば、(3.37) 式は、

$$\frac{\Delta v}{\Delta f} = \frac{A_0 Q_0}{f_0} \quad (3.38)$$

となり、中心周波数 f_0 からの周波数偏移に比例した発振振幅が得られ、つまり、周波数弁別器として動作することが分る。

ϕ_R の設定は、実際には、位相器の位相を調整して、出力電圧が最大となる所にした。このようにして構成した周波数弁別器の、周波数偏移—出力電圧特性の一例を、図 3-37 に示す。感度として $125 \mu\text{V}/1\text{KHz}$ が得られた。

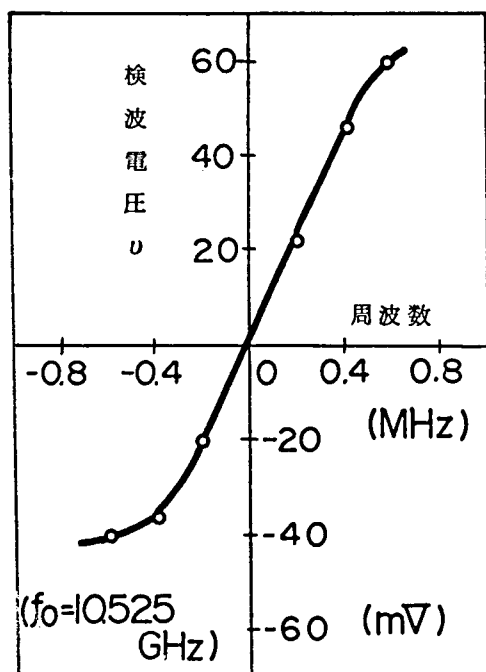


図 3-37 周波数弁別器の感度特性

ところで、FM 雑音は一般にある変調周波数における周波数偏移の大きさで表わされる。したがって、周波数弁別器の出力は、測定したい変調周波数に中心周波数を有する狭帯域増幅器により増幅される。FM 雑音は、その増幅器の単位帯域幅当りの周波数偏移で表わされる。

本研究では、測定は変調周波数 1.4 KHz でおこなった。このために製作した狭帯域増幅器の回路図および周

波数—利得特性を、図 3-38 に示す。図より分るように、帯域幅は約 200 Hz である。

以上の測定回路により、いくつかの f_A の異なる発振素子に対し、空洞 A のみの場合と、LQS 発振器の場合の FM 雑音を測定し、LQS 発振器の安定度を測定した。その結果、 1 Hz バンド幅当りの周波数偏移は、前者で $3 \sim 9 \text{ Hz}$ 後者で $0.8 \sim 1.5 \text{ Hz}$ であり、⁵⁵⁾ 安定度としては $4 \sim 6$ の値が得られていることが確認できた。これは、3.3 節および、3.5.2 節の結果とはほぼ一致する。

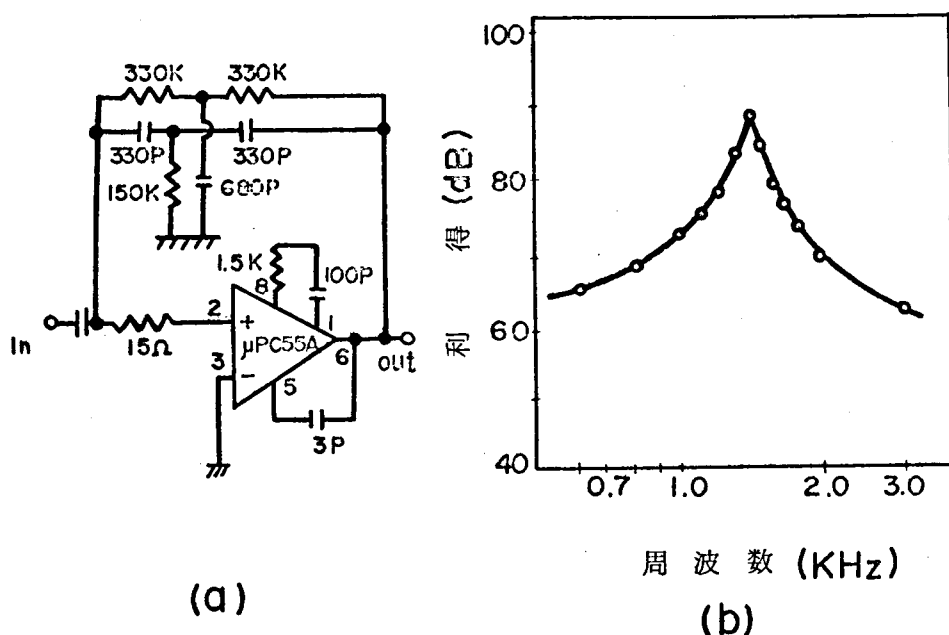


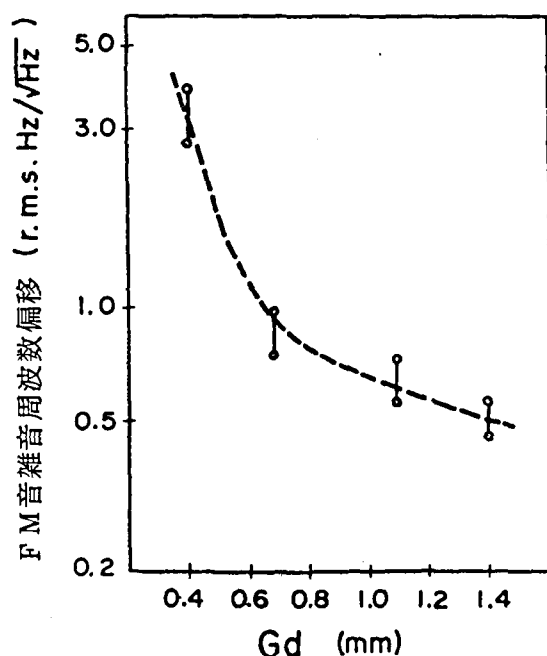
図3-38 試作した雑音測定用狭帯域増幅器の利得-周波数特性

(a) 回路図、(b) 特性

次に、LQS発振器で、空胴A、B間の間隔 G_d をかえて結合度 k をかえたときのFM雑音の変化を図3-39に示す。⁵⁶⁾ G_d が大きい程 k は減少するが、FM雑音も減少することが確認できる。これは、図3-16と一致する。

AM雑音は、図3-37でReference Portの入力を阻止して測定した。同じく、変調周波数1.4 kHzで測定した1 Hz帯域幅当りのCarrier-to-Noise比は、-145~-150 dBであった。

以上のFM雑音、AM雑音の値は、共にドップラ・モジュール用としては、十分良好な値である。



$f_A \approx 9.5 \text{ GHz}$, $f_B = 10.1 \text{ GHz}$, $f_c = 9.35 \text{ GHz}$,
 $Q_A \approx 30$, $Q_B \approx 200$, $Q_c \approx 30$, bias current = 40 mA

図 3 - 3 9 空胴 A、B 間の間隔 G_d 対 FM 雑音

3. 5. 6 電子同調特性⁴⁰⁾

低 Q 共振器 C を、バラクタ・ダイオードのそう入により実現した場合には、このバラクタ・ダイオードに逆バイアスを印加してその接合容量を減少させることにより、発振周波数の電子同調が可能である。

バラクタ・ダイオードの容量変化は等価的には共振器 C の共振周波数 f_c の変化と考えることができ、3 - 3 節と同様にして、電子同調時の回路の共振周波数およびダイオードからみた回路コンダクタンスの変化を解析できる。

図 3 - 4 0 の実線は、他の回路条件を固定して、 f_c を 8.5 GHz から 9.5 GHz まで高くしたときの回路コンダクタンスおよび f_+ モード共振周波数の周波数偏移 Δf の計算結果である。(付録 A. 2) 一般に周波数偏移を大きくすると、 f_c が発振周波数に近づくため、発振周波数で共振器 C による損失が増加する。

ところで、単一共振器で構成される発振器にバラクタ装荷共振器を結合して電子同調を行なう場合と比べると、LQS 発振器では、同じ量だけ周波数偏移

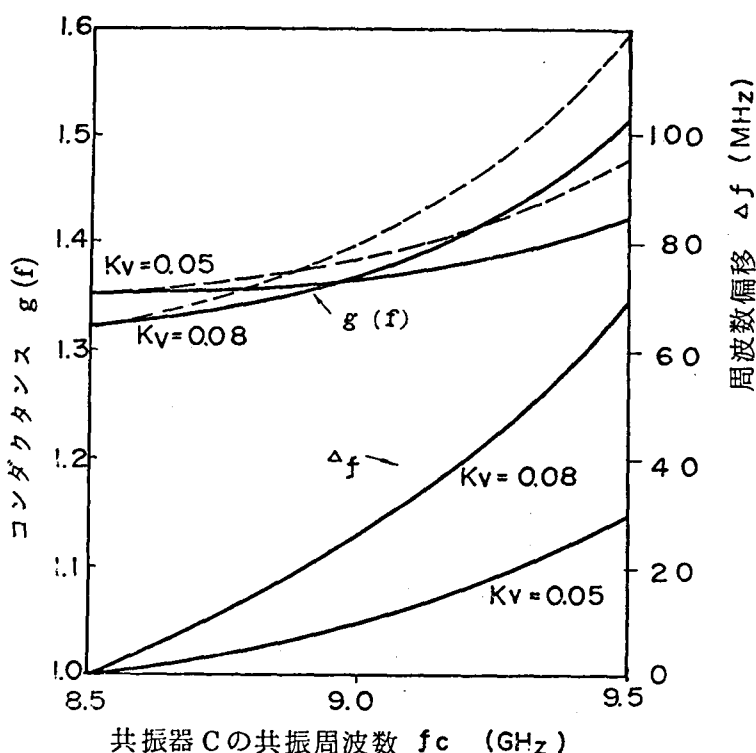


図 3 - 4 0 電子同調時の周波数偏移と
コンダクタンス変化

$f_A = 9.8 \text{ GHz}$ 、 $f_B = 10.1 \text{ GHz}$ 、 $Q_A = 30$ 、 $Q_B = 150$ 、
 $Q_C = 30$ 、 $k = 0.1$ 、

実線；LQS 発振器、点線；共振器 A + 共振器 C

した時の回路コンダクタンスの変化は小さくなる。これは、LQS 発振器では、 f_+ モードでは動作周波数 f_0 が高い程、3.3 節で述べたように、結合共振器 A、B の回路コンダクタンスが小さくなり、 f_c が f_0 に近づくことによる共振器 C の f_0 での損失の増加を補償するためである。結合共振器 A、B のコンダクタンス値が $f_c = 8.5 \text{ GHz}$ のときのまま一定として計算したときの回路コンダクタンスの変化を、図 3 - 4 0 中点線で示す。これは単一共振器で構成される発振器で電子同調をおこなった時の回路コンダクタンスの変化と等価に考えられる。図 3 - 4 0 の計算結果は、前述の推論を確認している。

実際の M I C 共振器 C における f_c の印加電圧依存性を、図 3 - 4 1 に示すパターンで測定した結果を図 3 - 4 2 に示す。

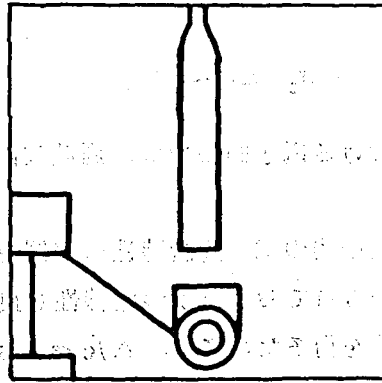


図3-41 共振器C実験用パターン

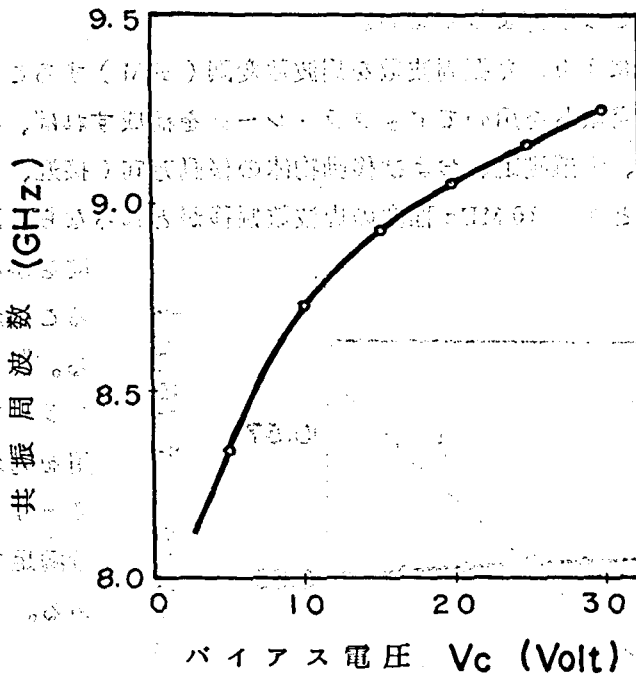


図3-42 バラクタ・ダイオードへの印加
バイアス電圧 対 f_0

図3-42より、

$$\Delta f_c \propto v_c^{\alpha_1} \quad (\alpha_1 < 1) \quad (3.39)$$

であることが分る。また、図3-40より、

$$\Delta f \propto (\Delta f_c)^{\alpha_2} \quad (\alpha_2 > 1) \quad (3.40)$$

であるので、

$$\Delta f \propto v_c^{\alpha_1 \alpha_2} \quad (\alpha_1 \quad \alpha_2 \sim 1) \quad (3.41)$$

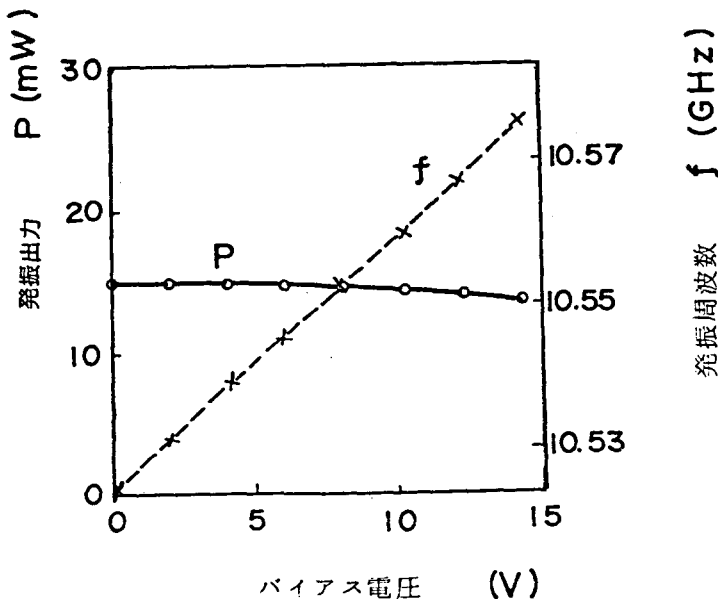
となり、LQ S 発振器における電子同調では、周波数偏移の直線性も良くなる
ことが推察できる。

図 3-43 に、LQ S 発振器の電子同調特性の一例を示す。約 40 MHz とか
なり大きな周波数偏移が得られており、かつ直線性も良く出力変動も小さい。

さらに大きな周波数偏移を得るためには、 Δf_c を大きくするか f_c を全体に
もっと高くすれば良い。しかし、3.3 節の解析から分るように、 f_c を高く
し過ぎたり、 Δf_c を大きくとり過ぎると、共振器 C による不要発振モード抑
圧効果が不十分となり好ましくない。

この電子同調により、発振周波数を周波数変調 (FM) することが可能であ
る。FM 可能な発振器を用いてドップラ・レーダを構成すれば、単に速度の測
定ばかりでなく、距離測定、および移動物体の移動方向 (接近、離反) の判別
ができる。このとき、30 MHz 程度の周波数偏移がとれるなら、距離測定の精

度をかなりあげられ
ることが知られてい
る。⁶²⁾ 従ってドッ
プラ・レーダへの応
用を考える場合、図
3-43 の特性は十
分満足できる特性で
ある。



$f_A \approx 9.8 \text{ GHz}$, $f_B = 10.1 \text{ GHz}$, $f_C \approx 9.4 \text{ GHz}$,
 $Q_A \approx 30$, $Q_B \approx 200$, $Q_C \approx 30$

図 3-43 電子同調特性の一例

4 章 ドップラ・レーダ・フロントエンド

4章 ドップラ・レーダ・フロントエンド

4.1 ドップラ・レーダ

4.1.1 小形ドップラ・レーダ概論

従来のクライストロン、マグネトロンに代る、小形、低価格、高信頼性に優れた発振源である、ガン・ダイオード、インパット・ダイオード等固体発振素子の発達は、マイクロ波応用の分野に、従来のプロフェッショナルな市場に加えて、民需的な市場を開いた。その代表例が、本章で述べるCW (Continuous Wave) 小形ドップラ・レーダである。

このCW・ドップラ・レーダはその小形、低価格、取り扱いの容易さなどのために、従来の航空用パルス・レーダなどとは異なった新しいマイクロ波応用分野、たとえば、自動ドア開閉システム、侵入警報装置、工場内におけるプロセス制御、ポリス・レーダ(スピードメータ)、自動車の車速制御などに使われる。これらの新しいマイクロ波の応用は、従来の光・赤外線、超音波などと競合する分野であるが、マイクロ波の場合、赤外線に比べて、霧、雨、煙、塵、による影響を受けにくいこと、指向性が広いこと、また、超音波に比べて、誤動作が少ないことなど数々の優れた特長がある。

ドップラ・レーダ・モジュール(ドップラ・レーダ・フロント・エンド)の小形化は、MIC化により一層促進される。発振器として、立体回路固体発振器を用い、信号処理回路のみをMIC化しても、かなりの小形化が達成できるが⁵⁾、このときには立体回路からMICへの変換が必要であり、構造の複雑化が避けられず、小形化にも限界がある。

本章では、前章で述べた、バラクタ装荷LQS発振器を用いて、全てをMICにより構成した、小形ドップラ・レーダ・フロント・エンドについて述べる。このフロントエンドでは、3.5.6節で述べたように、30MHzと、広い周波数偏移のFMが可能のため、距離測定も十分な精度で可能であり、広範な応用が考えられる。

4.1.2 ドップラ・レーダの基本原理⁶⁴⁾

ドップラ効果とは、速度 v で移動する物体に波を放射したとき、その物体か

らの反射波の周波数が送信波の周波数 f_T より次式で与えられるドップラ周波数 f_d だけ、高く（接近時）あるいは低く（離反時）なる現象である。

$$f_d = \frac{2v f_T}{C} \cos \theta \quad (4.1)$$

ここに、 C は光速、 θ は物体の移動方向と送信波の放射方向とのなす角である。したがって、このドップラ周波数 f_d を測定すれば、物体の移動速度を知ることができる。

f_d を検出する最も基本的な回路方式は、図 4-1 にそのブロック図を示す CW-ホモダイン方式である。⁶⁴⁾

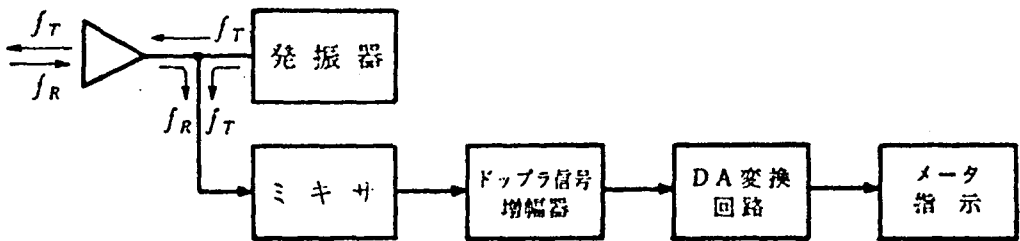


図 4-1 CW-ホモダイン方式⁶⁴⁾

しかし、この方式では、 f_d が 10 KHz 以下になると $1/f$ 雑音のために雑音指数が悪くなるという欠点がある。これを改良する方式として、送信波を周波数変調する FM-CW 方式がある。^{62) 63)} また、周波数変調をかけることにより、単に速度だけでなく、物体までの距離、あるいは移動物体の移動方向（接近か離反）も知ることもできる。^{63) 65)}

物体の移動方向（接近か離反）の判別は、送信波を周波数変調することによっても可能であるが、もっと一般的なのは、図 4-2 にブロック図を示す Kalmus の方法である。⁶⁶⁾

今、送信波 e_T 、反射波 e_R を、それぞれ次式で表わす。

$$e_T = E_T \sin \omega_0 t \quad (4.2)$$

$$e_R = \alpha E_T \sin \omega_0 (t - \tau) \quad (4.3)$$

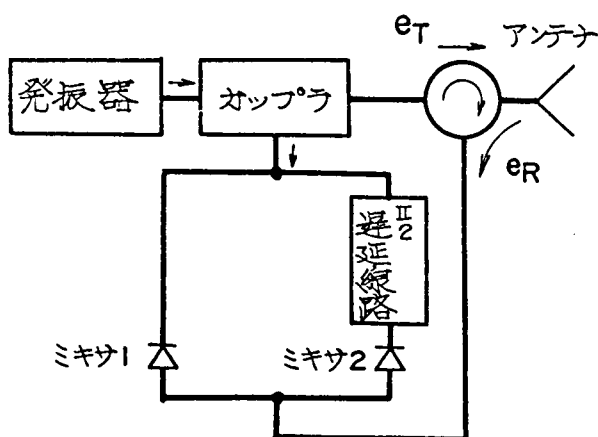


図 4 - 2 方向弁別ドップラ・レーダブロック図

ここで $\tau = \frac{2R}{c} \pm \nu t \equiv \tau_0 \pm \nu t$ とおく。Rは移動物体までの距離である。ミキサ1の出力 e_{m1} は次式となる。

$$e_{m1} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos(\phi \pm \omega_d t)$$

$$\phi = \omega_0 \tau_0 \quad (4.4)$$

ここで $\omega_d = 2\pi f_d$ で、Gは変換損失である。一方、ミキサ2の出力は、 e_T の位相がミキサ1の場合よりも $\pi/2$ だけ遅れているので、

$$e_{m2} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos\left(\phi + \frac{\pi}{2} \pm \omega_d t\right) \quad (4.5)$$

e_{m1} 、 e_{m2} の位相を共に ϕ だけ進めて考えると、(4.4)(4.5)式は次式に書き直せる。

(i) 接近時

$$e_{m1} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos(\omega_d t) \quad (4.6)$$

$$e_{m2} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos \left(\omega_d t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.7)$$

(ii) 離反時

$$e_{m1} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos (\omega_d t) \quad (4.8)$$

$$e_{m2} = \frac{\alpha G E_T^2}{2} \cos \left(\omega_d t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.9)$$

したがって、(4.6)～(4.9)式より、移動物体の接近、離反により、 e_{m1} の信号を基準として $\pi/2$ だけの位相の進遅があることが分る。この位相の進遅を判別すれば、方向の判別が可能である。

4.2 ドップラ・レーダ・フロントエンドの構成²⁸⁾

2章で述べたM I C回路部品と、バラクタ装荷L Q S発振器を組み合わせ、周波数変調が可能なM I C・ドップラレーダ・フロントエンドを製作した。そのブロック図を、図4-3に示す。

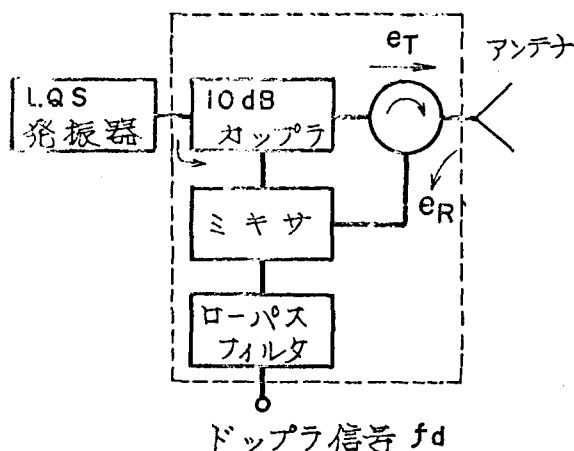


図4-3 ドップラレーダ・フロントエンド

L Q S発振器からの発振出力は、結合度10 dBの方向性結合器、サーキュレータを経て、放射波 e_T としてアンテナから放射される。一方、移動物体からの反射波 e_R は、サーキュレータ、方向性結合器を経てミキサに到り、方向性結

合器で分岐された発振出力の一部(e_L)と混合される。ドップラ信号は、低域通過フィルタを通して検出される。

4.2.1 ドップラ信号検出回路

図4-3で点線で囲ったドップラ信号検出回路は、一枚のセラミック基板上に集積化した。この回路パターンを図4-4に示す。また、この信号検出回路のアイソレーション、そう入損失、発振器接続端からみたVSWR対周波数特性を、図4-5に示す。

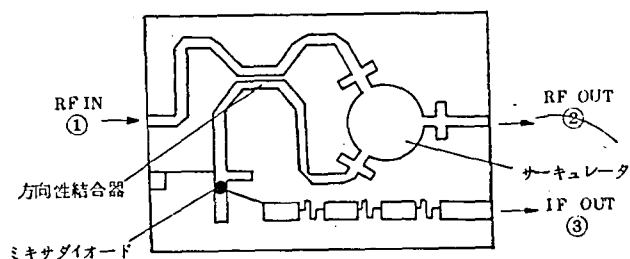


図4-4 M I Cドップラ信号検出回路

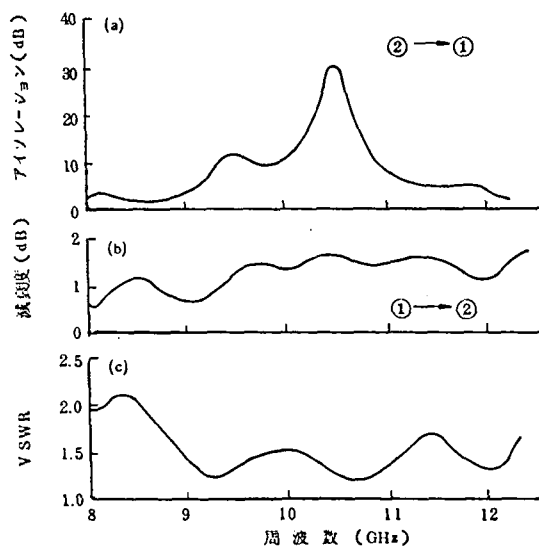


図4-5 ドップラ信号検出回路の(a)アイソレーション、(b)そう入損失、(c)VSWR対周波数特性

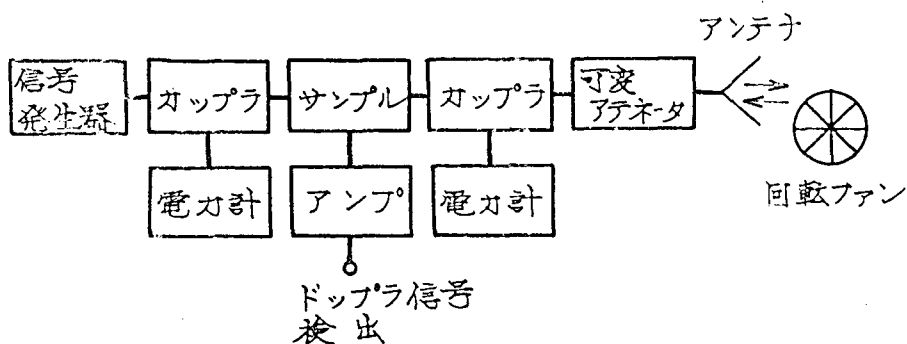


図 4 - 6 変換損失測定回路

ドップラ信号検出時の変換損失は、図 4 - 6 に示すように、回転ファンを使って実際にドップラ信号を作って測定した。回転ファンの反射系数は、図 4 - 6 の系でサンプルを抜いて測定し、 -14 dB であることを確認した。信号検出回路の変換損失 L は、回転ファンからの反射電力を P_r 、ドップラ信号レベル（電力）を P_D とすると、次式から求められる。

$$L = \frac{P_r}{P_D} \quad (4.10)$$

このようにして求めた、図 4 - 4 の信号検出回路の変換損失は $7 \sim 8$ dB であり、2.5 節で述べた、ミキサ回路単独で求めた変換損失の値に比べ、1 dB 程悪かった。サーキュレータ、カップラでの回路損失を考えれば妥当な値である。

4.2.2 ドップラ信号検出回路との接続による、LQ S 発振器の発振モードの安定化

図 4 - 5 に示したドップラ信号検出回路は、LQ S 発振器の不要モード周波数（ $8.5 \sim 9.5$ GHz）付近で、比較的高い VSWR 値を有している。このように、不要モード周波数付近に高い反射系数を有する負荷を LQ S 発振器に接続する場合、LQ S 発振器の不要モード抑圧効果に変化が生じることが予想される。そこで、このような負荷接続時の LQ S 発振器の不要モード抑圧効果について検討した。⁶⁷⁾

(1) 理論解析

不要モード周波数付近で高い反射系数を有する負荷を、正規化アドミタナ

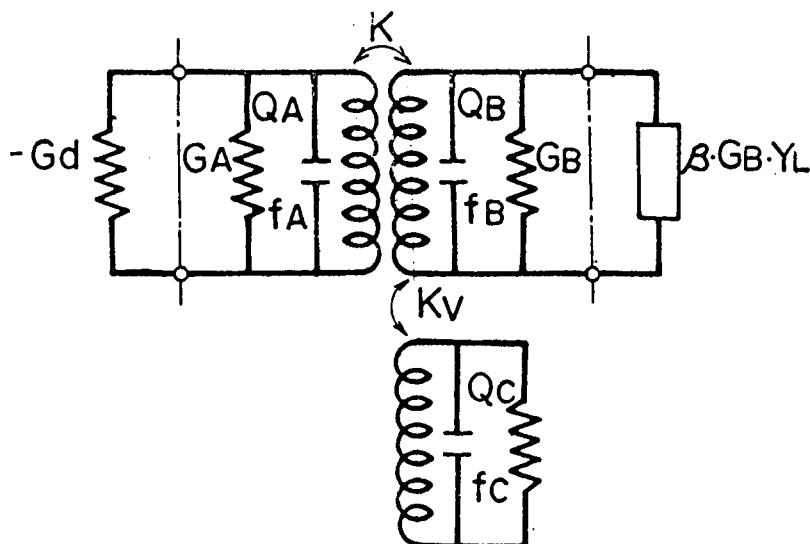


図 4 - 7 L Q S 発振器等価回路

ス Y_L で表わすと、L Q S 発振器は図 4 - 7 のように表わせる。 Y_L 以外の回路定数は、図 3 - 10 と同じである。

問題を簡単にするために、負荷として不要モード周波数 f_u に中心周波数を有する帯域阻止フィルタ (B R F) が、L Q S 発振器離調時短絡 (D S C) 面より、電気角 θ だけ離れた位置に結合された場合を考える。このとき、発振器側よりみた B R F の正規化アドミッタンス Y_L は、B R F を固体発振器の安定化に用いる場合 (3 . 1 . 2 節) と同様に考えられる。B R F の無負荷 Q および結合係数が十分大きければ、安定化時と同様に、発振は B R F に引込まれる。今の場合、無負荷 Q 、結合係数は割合小さいと考えて良いので、B R F の接続により単に Q_B が不要発振モード周波数付近で変化すると近似して、このような負荷の接続時における回路アドミッタンスの変化を解析することができる。

$Y_L = g_L(f) + j b_L(f)$ と表すと、任意の周波数 f' における Q_B は次式で表される。

$$Q_B(f') = \frac{f' \frac{\partial}{\partial f} \{ B(f) + \beta b_L(f) \} \Big|_{f=f'}}{2 \{ 1 + \beta g_L(f') \}} \quad (4.11)$$

ここに、 $B(f')$ は共振器 B の正規化サセプタンスである。所望の発振モード ($f = f_0 \approx f_B$) では、 $Y_L = 1$ であるので、(4.11) 式は、

$$Q_B(f_0) = \frac{f_0 \frac{\partial}{\partial f} B(f) \Big|_{f=f_0}}{2 (1 + \beta)} \approx \frac{Q_0}{1 + \beta} \quad (4.12)$$

となる。ここに Q_0 は、共振器 B の無負荷 Q である。また、今の場合、

$$\left. \frac{\partial B(f)}{\partial f} \right|_{f=f_u} > \beta \left. \frac{\partial b_L(f)}{\partial f} \right|_{f=f_u} \quad (4.13)$$

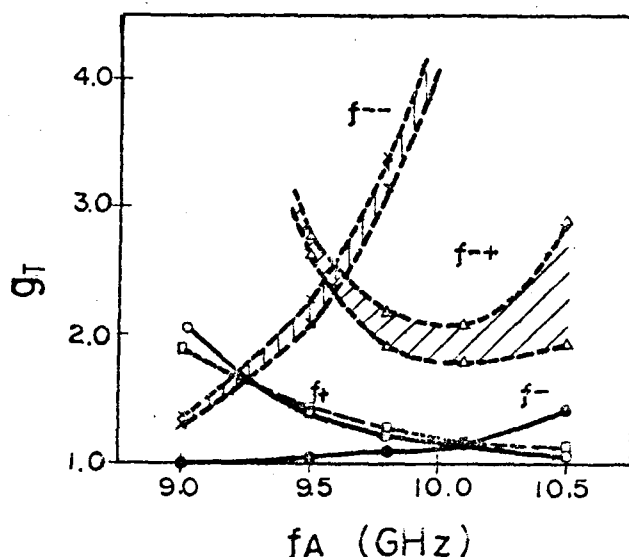
と考えるとよいので、不要発振モード周波数 f_u では、

$$Q_B(f_u) \approx \frac{Q_0}{1 + \beta g_L(f_u)} \frac{f_u}{f_B} \quad (4.14)$$

となる。 $g_L(f_u)$ の値は、 θ の値によって 1 の前後に周期的に変化するので、 $Q_B(f_u)$ の値も θ の値によって周期的に変化することが分かる。

この $Q_B(f_u)$ を (3.18) ~ (3.20) 式に代入すれば、前と同様にして、発振素子から回路側をみたアドミッタンス $Y_T = G_A(G_T + jB_T)$ を計算することができる。

f_A を変数として、代表的な場合について、 Y_T を計算した。 Y_L の不要発振



$f_B = 10.1 \text{ GHz}$, $f_c = 9.3 \text{ GHz}$, $Q_A = 30$, $Q_0 = 800$,
 $Q_c = 30$, $k = 0.1$, $k_v = 0.08$, 不要モードでの反
 射係数 = 0.5, $\beta = 3$

図 4-8 規格化コンダクタンス g_T 対 f_A

モード周波数付近での反射係数を 0.5 とし、結合の位相を $0 \sim \pi$ に変化させたときの各モードでの回路コンダクタンスの計算値の一例を図 4-8 に示す。

計算は、図 4-8 の下に示した最も代表的な LQ S 発振器の諸回路パラメータの場合について実施した。その計算結果は、何等一般性を損なうものではない。図 4-8 で、実線が共振器 C の結合前、破線が結合後の回路コンダクタンスを示す。共振器 C 結合後の回路コンダクは幅をもたせて示してあるが、その上限、下限は、それぞれ、 $g_L(f_u) = 3$ 、 $g_L(f_u) = 1/3$ の場合であり、不要モード周波数付近で $g_L(f_u) = 1$ となる場合は、この両曲線のはば中間の値をとる。なお、コンダクタンスの値は、 G_A で規格化した値 g_T で表してある。

図 4-8 では、 $0 \sim \pi$ の位相変化により、不要モード周波数付近の g_T の値に 0.1 ~ 0.2 程度の変化が生じているが、 G_A の値は、発振開始電流の実験値より約 2.0 mV と推定される (3. 3. 3 節) ので、この程度の g_T の増加によっても、図 3-12 より、不要モード発振の開始電流は 5 ~ 10 mA 増大することが予想される。つまり、不要発振モード周波数付近で、高い反射係数、低い無負荷 Q 値を有する負荷を、適当な位相で結合すれば、むしろ不要発振モード周波数を含む広帯域にわたって整合のとれた負荷を接続する場合よりも、より効果的に不要発振モードを抑圧できることが分かる。

(2) 実 験

前節の解析を実験的に確認するために、別の基板上に不要モード周波数付近に中心周波数 (8.8 GHz) を有する MIC・BRF を構成し、これを図 4-9 に示すように LQ S 発振器に負荷として接続し、LQ S 発振器 DSC 面から BRF までの長さ L を変えたときの、不要発振モードの発生をスペクトルアナライザで観測した。

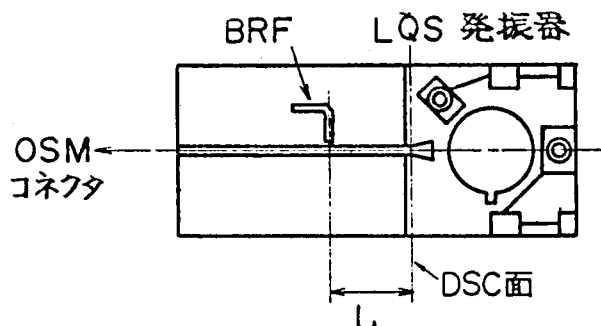


図 4-9 BRF を結合した LQ S 発振器

表 4 - 1

パラメータ	設計値	パラメータ	設計値
f_A	9.4GHz	QA	約 30
f_B	10.1GHz	QB	約 200
f_C	9.4GHz	QC	約 30

実験では、効果を顕著にみるために、できる限り f_A の小さな発振器を用いた。この場合、図 4 - 8 から分るように、不要発振は f_- モードでより生じやすい。

表 4 - 1 に、実験に使用した L Q S 発振器の諸回路パラメータを、また D S C 面からみた B R F 入力アドミッタンスの一例を図 4 - 10 に示す。

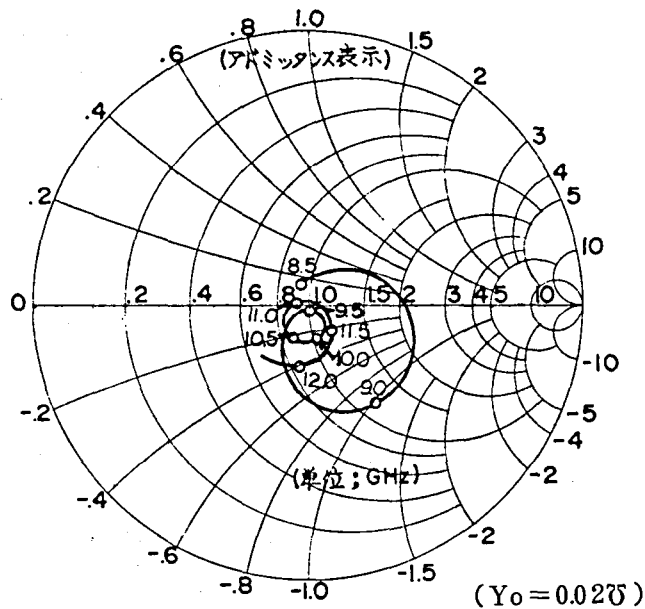


図 4 - 10 実験に使用した B R F の入力
アドミッタンスの周波数特性

実験は、発振器を固定したまま、発振器の D S C 面からの長さ L のみの異なる数種の基板を、順次入換えて行なった。 L を小さくするとき、 D S C 面からみた負荷の反射係数が最大となる位相は、図 4 - 11 に示すように変化する。

なお、BRF基板を入換えるとき、発振器ができる限り一定の条件を保てるように、基板間の接続は、金リボンを単にストリップ線路に押圧するだけで行なうようにした。

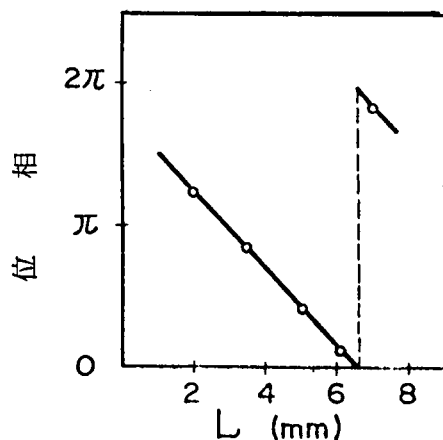


図4-11 BRF中心周波数でのDSC面からBRFまでの位相角対L

以上のような負荷条件のときの、LQS発振器の不要モード発振発生時のバイアス電流値およびそのときの f_+ モード発振出力とLの関係の実験結果を図4-12に示す。

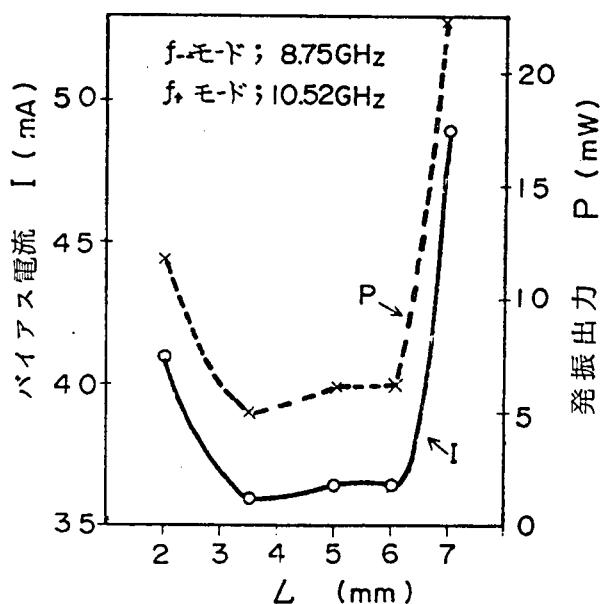


図4-12 不要発振モード発生時のバイアス電流値とそのときの f_+ モード発振出力対L

このとき、 f_{-} モード発振周波数は $8.75 \text{ GHz} \pm 15 \text{ MHz}$ 、 f_{+} モード発振周波数は $10.5 \text{ GHz} \pm 10 \text{ MHz}$ であった。図 4-12 に示すように、 L の $1/2$ 波長の変化に対応して、 f_{-} モード発振発生時の f_{+} モード発振出力は約 15 mW 、 f_{-} モード発振発生時のバイアス電流値は約 13 mA 変化していることが分る。これらの値は、ほぼ前節で推定された値に等しい。また、最も f_{-} モードで効果的に発振が抑圧されるのは、その周波数付近でコンダクタンス値が最大となる $L = 7.0 \text{ mm}$ の場合 (図 4-10) であることも確認できる。

4. 3 試作したドップラ・レーダ・フロントエンドの性能

前節の結果より、ドップラ信号検出回路の発振器側入力端から方向性結合器までのストリップ線路長をかえて、不要モード周波数付近における入力アドミタンス値を最適化し、 $LQ S$ 発振器と接続して、ドップラ・レーダ・フロントエンドを構成した。

$LQ S$ 発振器の G_e アバランシェ・ダイオードおよびバラクタ・ダイオードへのバイアス供給は、信号処理回路の端に、ミキサ回路に用いたのと同じローパス・フィルタを構成し、すべての端子を出力側に集めた。 RF コネクタは、 $1/4-36 \text{ UNS}-2A$ を、直流バイアス端子もハーメチックシール端子を使用

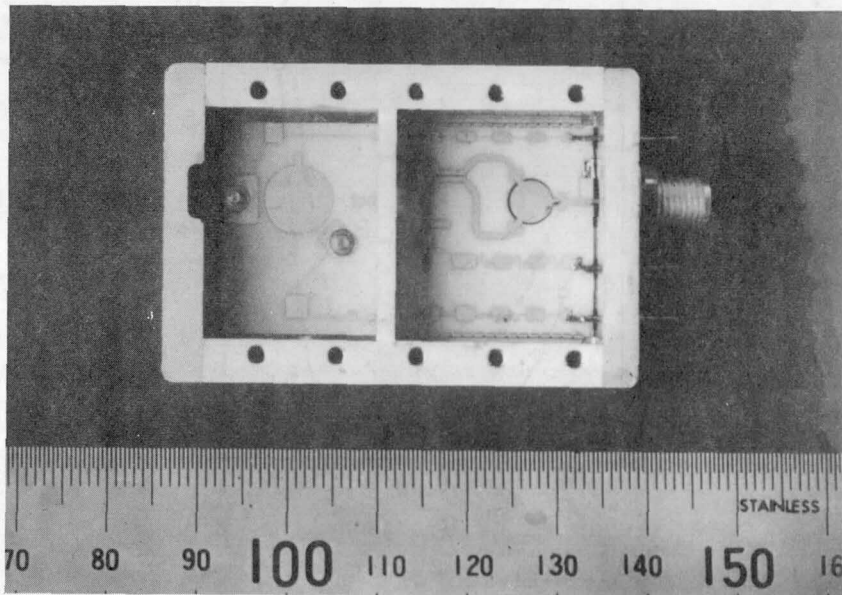


図 4-13 MIC・ドップラ・レーダ・フロントエンド

し、全体を気密封止した。

このようにして構成したMICドップラ・レーダ・フロントエンドのパターン写真および外観寸法図を図4-13、図4-14に示す。

ドップラ・レーダ・フロントエンドの性能のひとつである、最小検出感度⁵⁹⁾は、一般に、あるドップラ周波数バンド幅におけるミキサ出力の雑音電力レベルに等しいドップラ信号レベルを得るに必要な入力信号レベルで定義される。つまり雑音電力レベルをNP (dBm)、ミキサの変換損失をL (dB) とすると、最小検出感度S (dBm) は、次式で表わされる。

$$S = NP + L \quad (4.15)$$

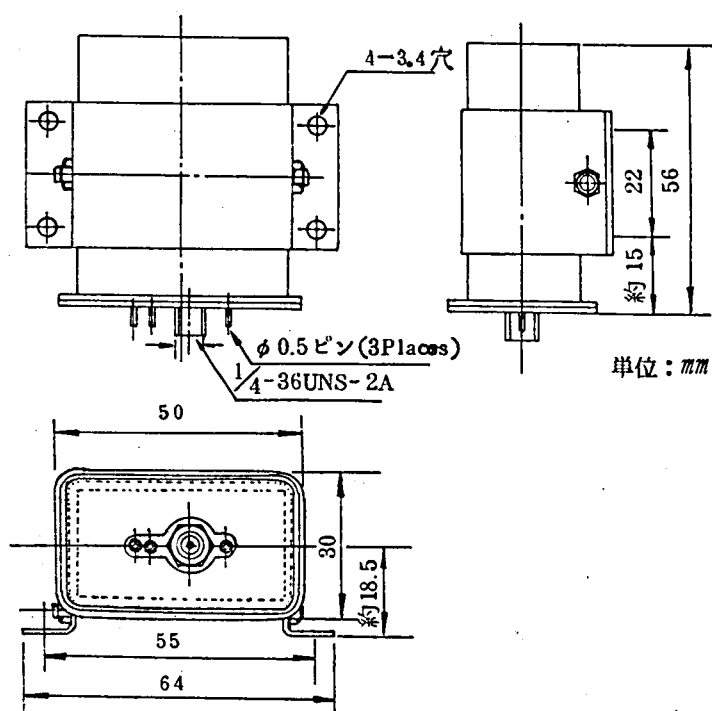


図4-14 MICドップラ・レーダ・フロントエンドの外観寸法

本ドップラレーダ・フロントエンドの最小検出感度Sを求めるために、雑音レベルを測定した結果を図4-15に示す。測定に用いたアンプの帯域は150~10,000Hzである。アンプのみの雑音レベルは、0.8 μV (r. m. s.) であ

り、図4-15はこれを差引いた値で示してある。IF負荷抵抗は $100\ \Omega$ であるので、図4-15より $NP \approx -103\ \text{dBm}$ 、 $S \approx -97\ \text{dBm}$ であることが分かる。

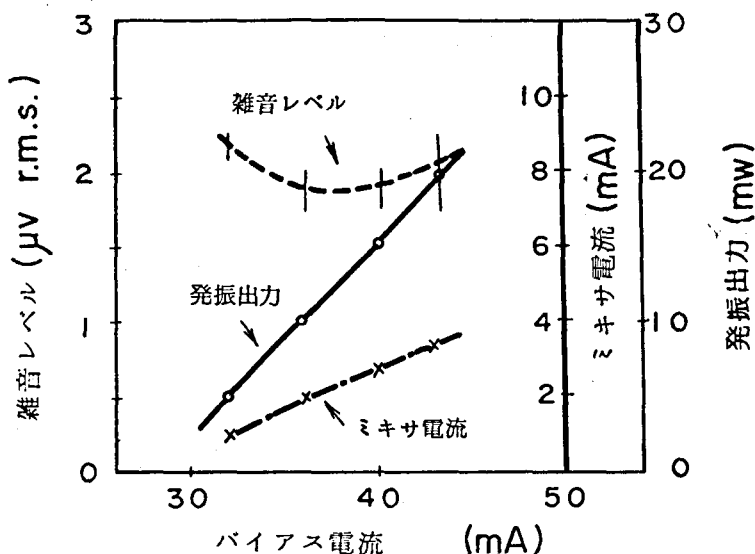


図4-15 雑音レベル、出力、ミキサ自己バイアス電流対発振素子バイアス電流

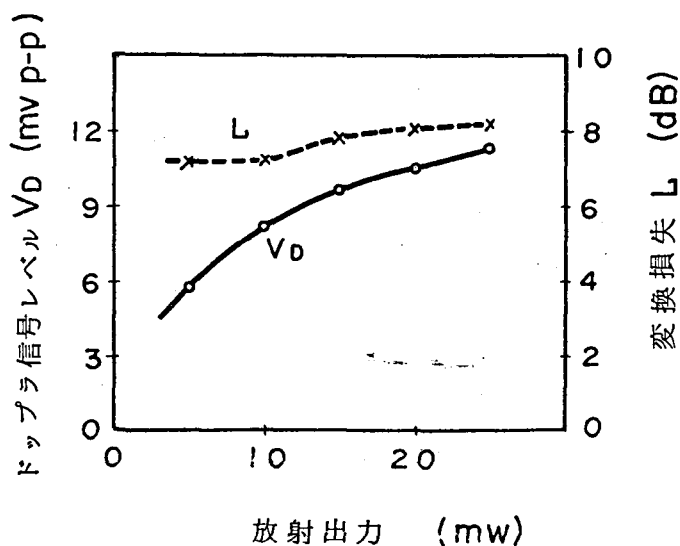


図4-16 ドップラ信号レベル、変換損失対放射出力
 負荷抵抗 = $100\ \Omega$ 、アンプ帯域 = $150 \sim 10,000\ \text{Hz}$
 入力信号レベル/出力 = $-44\ \text{dB}$

また、図4-16は回転ファンを用いて測定したフロントエンドの変換損失L、ドップラ信号レベル v_D 対放射出力特性である。測定は入力信号レベルと放射出力の比が、-44 dBになる条件でおこなった。放射出力が大きくなる程、反射電力が大きくなるため、ドップラ信号出力レベル v_D は大きくなるが、変換損失は7～8 dBとほぼ一定であることが分る。

以上述べた以外のフロントエンドの主な特性を表4-2にまとめる。

表4-2 ドップラ・レーダ・フロントエンドの
特 性

項 目	特 性
発 振 周 波 数 発 振 出 力	10.525 GHz \pm 5 MHz 10 \sim 30 mW
安 定 度 (周 波 数) (出 力)	10 ppm/ $^{\circ}$ C -0.1 mW/ $^{\circ}$ C
プ リ ン グ 周 波 数	max. 5MHz
電 子 同 調 (感 度) (周 波 数 偏 移 幅)	3 \sim 6 MHz/v 10 \sim 30 MHz

5 章 ディ テ ク タ 装 荷 L Q S 発 振 器 と
 その ド ッ プ ラ ・ モ ジ ュ ー ル へ の 応 用

88 項欠

5章 ディテクタ装荷LQ S発振器と そのドップラ・モジュールへの応用^{67) 68) 69)}

5.1 ドップラ・モジュールの種類

小形ドップラ・モジュールには、前章で述べた方式(タイプA)以外に、もっと簡素化したローコストタイプのドップラ・モジュールとして、ガンおよびインパット発振器の自己検波効果を利用する方式(タイプB)⁷⁰⁾ およびディテクタ装荷発振器方式⁷¹⁾(タイプC)などがある。侵入警報装置などの目的には、このような簡易形ドップラ・モジュールの方が都合の良いことが多い。⁴⁾

自己検波ドップラセンサ(タイプB)とは、物体の移動を、発振器の外部マイクロ波負荷変動により生ずる発振電圧振幅の変化として、直接発振素子の自己検波により検出するものである。この方式では、発振素子の直流入力回路とドップラ信号検出回路とを共用するため、回路構成が極めて簡単である反面、低周波回路雑音が多く、最小検出感度が悪く(-85 dBm)、動作も不安定であるという欠点を有している。

ディテクタ装荷発振器方式は(タイプC)、タイプAとタイプBの中間的な特長を有するドップラ・モジュールとして提案されたものであり、ショットキ・ダイオードのような低雑音検波ダイオードを発振器の負荷の一部として動作させ、物体の

表5-1 タイプBとタイプCの比較⁷¹⁾

項目 \ 方式	ガン発振器の 直接検波方式	検波ダイオード 装荷方式
動作原理	AM又はFM 変動の検波	AM変動の検波
動作	不安定	安定
検波出力 (-20dBm注入)	8mV _{p-p} ($R_L=5\Omega$)	20mV _{p-p} ($R_L=100\Omega$)
IF通過帯域	DC~17MHz (計算値DC~15MHz)	DC~40MHz (計算値DC~23MHz)
変換損失	-8dB	-13dB
最小検出電力 $\Delta f=2\text{ kHz}$ $f_{off}=1.5\text{ kHz}$	-84dBm	-95dBm
雑音指数	55dB	43dB

移動による発振出力変動を、そのショットキ・ダイオードにより検出するものである。

表5-1に、ガン発振器の自己検波方式と、検波ダイオード装荷方式の特性を比較して示す。

以上の三方式のドップラ・モジュールのうち、MIC化が報告されているのはタイプAのみであるが、⁴⁾⁷²⁾他の方式においても、MIC化により一層の小形化、ローコスト化が達成できると思われる。

本研究では、ディテクタ装荷LQS発振器を用いて、タイプCのドップラ・モジュールを製作した。

5.2 ディテクタ装荷LQS発振器

5.2.1 構成および動作特性

低Q共振器Cにショットキバリア・ディテクタ・ダイオードを封入することにより、ディテクタ装荷LQS発振器が構成できる。共振器Cの共振周波数および Q_c は、バラクタの場合とほとんど同じに設計した。

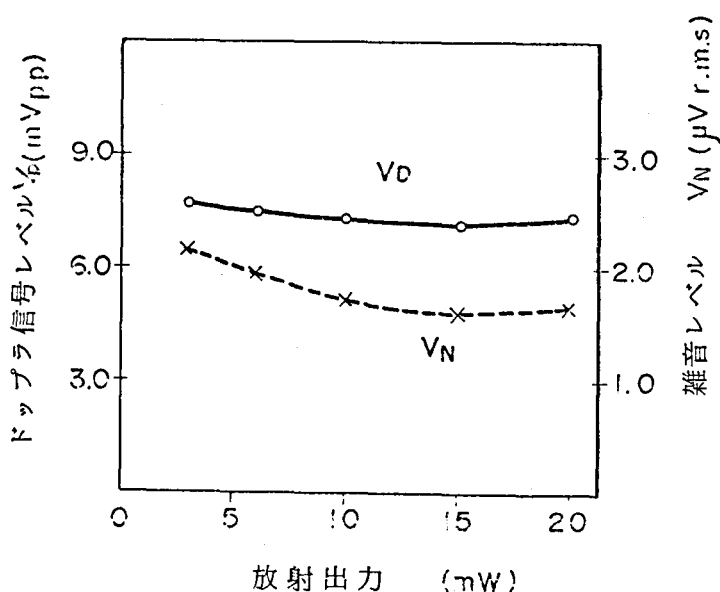


図5-1 ドップラ信号レベル、雑音レベル
対 放射出力

(バンド幅=150~10,000Hz、入力/出力=-44dB)

このようにして構成したLQS発振器は、3.4節、3.5節とはほぼ同様の特性を示した。 Q_{EX} は、ディテクタ装荷LQS発振器の方が若干高く、注入同期法で測定した Q_{EX} は約300~500、プリング周波数も15~20 MHzであった。

ドップラ・モジュールとしての動作を調べるために、4.2.3節と同様に回転ファンを用いて、雑音レベル、ドップラ信号レベル対放射出力特性を測定した。結果を図5-1に示す。ここで雑音レベルは、前と同じく150~10,000 Hzの帯域幅での値であり、ディテクタの負荷抵抗は100 Ω とした。負荷抵抗を変えた時の発振出力、発振周波数、ドップラ信号レベルの変化を図5-2に示す。またS/N比の変化を図5-3に示す。図5-2、図5-3より、負荷抵抗値を大きくすると信号レベルは大きくなるが、雑音レベルも大きくなりS/N比としてはあまり変わらないことが分る。

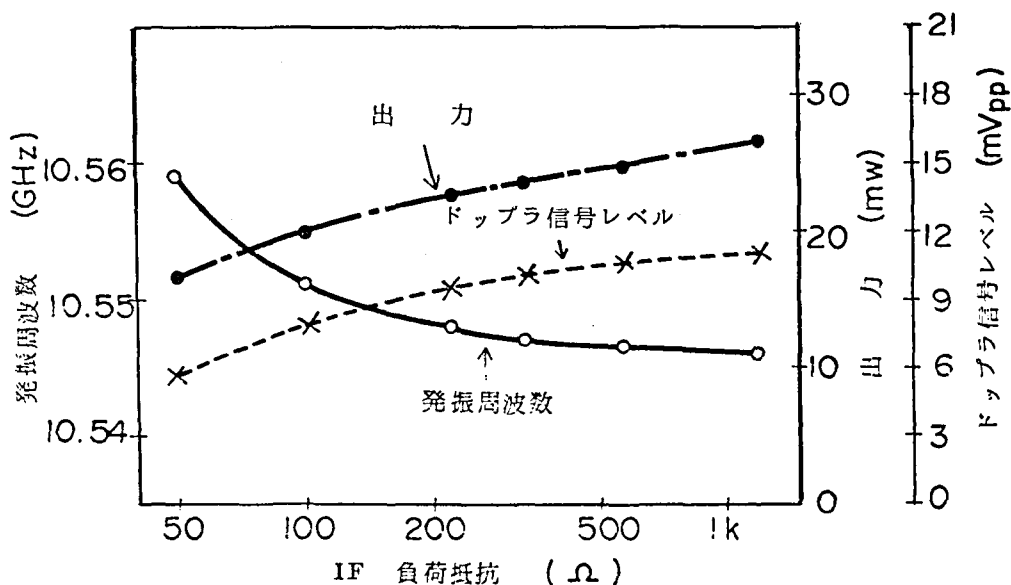


図5-2 発振出力、発振周波数、ドップラ信号レベル対IF負荷抵抗
(入力/出力=-44dB)

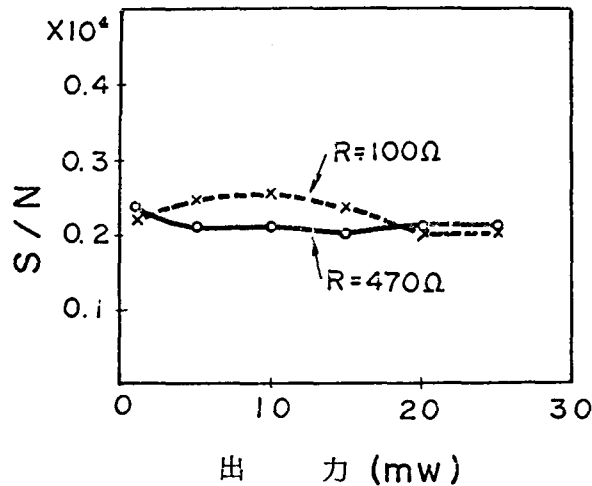


図 5 - 8 負荷抵抗を変えたときの
発振出力対 S/N 比
(入力/出力 = -44 dB)

図 5 - 1 より、ディテクタ装荷 L Q S 発振器をドップラ・モジュールとして動作させた場合、極めて簡単な構成であるにもかかわらず、低雑音、高感度特性が得られていることが分かる。発振出力 10 mW 時の最小検出感度は、約 -100 dBm である。

しかし、図 5 - 1 でもっと特徴的なのは、ドップラ信号レベルがほとんど発振出力レベルに無関係であることである。これは、図 4 - 16 に示した通常のドップラ・レーダ・フロントエンドにおける特性、あるいは、従来の簡易形ドップラ・モジュールにおける特性と異なっている。

ドップラ信号レベルが、放射出力に依存せず一定であるならば、バイアス条件、温度等の周囲条件により放射出力が変動しても、ドップラ信号レベルは一定となる。図 5 - 4 はドップラ信号レベルの温度特性を測定した結果であるが、発振出力がかなり変動しているにもかかわらず、ドップラ信号レベルは極めて安定していることが分る。この特性は、移動物体検知への応用に際して、検知領域を極めて安定にするため、装置の誤動作を防ぐうえで有利である。

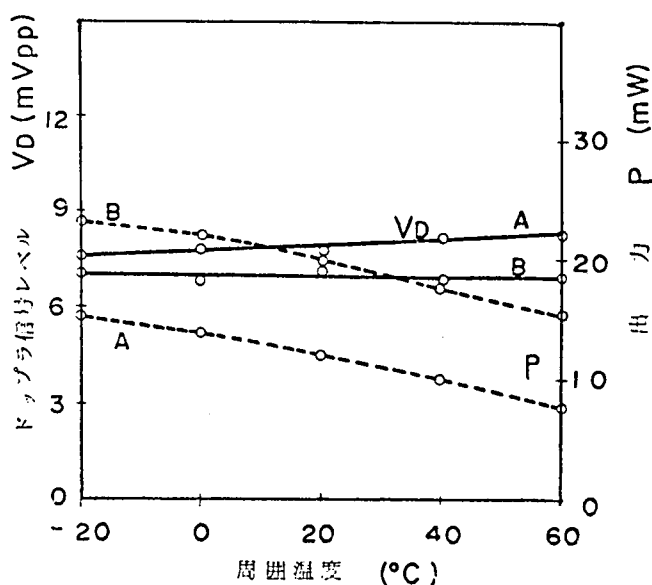


図 5 - 4 ドップラ信号レベル、発振出力
対温度 (入力/出力 = -44 dB)

5. 2. 2 動作解析

従来、ディテクタ装荷発振器のドップラ・モジュールとしての動作は、単にマイクロ波負荷変動による発振振幅の変化をディテクタで検出するものと考えられていた。しかしそれでは、図 5 - 1 の特性を説明できない。

そこで、筆者は、ディテクタ装荷発振器におけるディテクタは、単にマイクロ波負荷変動による発振電圧振幅の変動を検出するばかりでなく、普通のドップラ周波数シフトによるドップラ信号もあわせて検出しているものと考えて解析した。

今、LQS 発振器の DSC 面と移動物体までの空間を、図 5 - 5 に示すように、長さ l_0 の特性アドミッタンス G_L の伝送線路と考える。発振器の発振電圧振幅 $A_0(G)$ は、発振素子からみた回路コンダクタンス G の関数として、物体の反射係数 Γ が $|\Gamma|^2 \ll 1$ と考えられるとき、テーラ展開により次式で近似できる。

$$A_0(G) \simeq A_0(G_0 + G_L) - 2\Gamma G_L \left. \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \right|_{G=G_0 + G_L} \cos(2\beta\ell_0 + \theta) \quad (5.1)$$

ここに、

$$G = G_0 + G_L \frac{1 - \Gamma^2}{1 + 2\Gamma \cos(2\beta\ell_0 + \theta) + \Gamma^2} \quad (5.2)$$

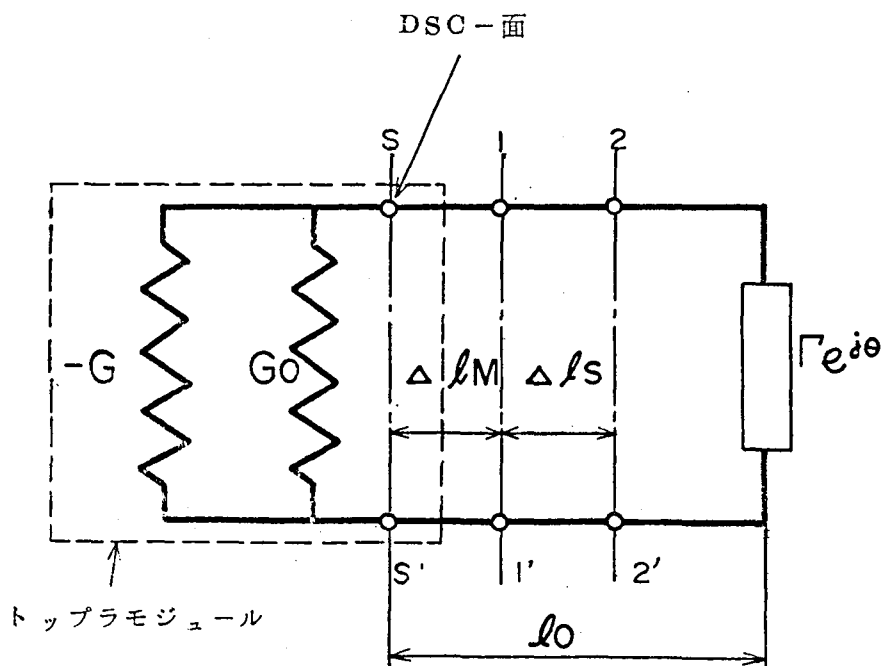


図 5 - 5 動作解析のための等価回路

なる関係を用いた。 G_0 は L Q S 発振器の内部コンダクタンス、 β は伝播定数、 $\Gamma e^{j\theta}$ は移動物体の反射係数である。また、放射波 E_T を次式で表わす。

$$E_T = A_0(G) \sin \omega t \quad (5.3)$$

ここに、 ω は送信角周波数で、位相は L Q S 発振器の D S C 面 ($S - S'$) を基準にとっている。D S C 面から $\Delta\ell_M$ だけ離れた所におかれたディテクタ・ダイオードの位置での反射波は次式で表わされる。

$$E_R = \Gamma A_0(G) \sin [\omega t - \{ \beta (2\ell_0 - \Delta\ell_M) + \theta \}] \quad (5.4)$$

他方、ディテクタに局発入力として注入される放射波の一部は、

$$E_L = \eta A_0(G) \sin (\omega t - \beta \Delta\ell_M) \quad (5.5)$$

ここに η は、 E_T のうちディテクタに注入される割合を示す。 $(\eta < 1)$ 物体が速度 v で時間 t だけ移動すると、 ℓ_0 は $\ell_0 \pm vt$ と変化する。そこで、
(5.1)、(5.4)、(5.5)より、ディテクタで検出されるドップラ信号成分 E_D は、次式で表わされる。

$$E_D \simeq \eta \Gamma A_0(G_0 + G_L) \left[\Gamma A_0(G_0 + G_L) \cos \{ 2\beta (\ell_0 - \Delta\ell_M \pm vt) \} \right. \\ \left. - 2\eta G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \right]_{G=G_0+G_L} \cos \{ 2\beta (\ell_0 \pm vt) \} \quad (5.6)$$

ここに Γ は、反射波 E_R のうちディテクタに注入される割合である。(5.6)式の第二項は、発振出力変動と同相で変化する成分であるが、 $\partial A_0(G)/\partial G$ は図3-4に示すように通常負であるので、 $\Delta\ell_M = \frac{1}{2}(2n+1)\pi/\beta$ のとき、(5.6)式の第一項、第二項は互いに逆位相で加えられることが分る。

(5.6)式を実験的に評価するために、スタブ・スライド・チューナを移動負荷として ℓ_0 を変えたときの発振出力とディテクタ電流の位相関係を調べた。測定のプロック図を図5-6に示す。スタブの反射係数 Γ を0.2とし、スタブとLQS発振器DSC面間の位相 $\phi = 2\beta\ell_0$ を、 2π ラジアン以上変化させたときの測定結果を図5-7に示す。図5-7より、発振出力の変動とディテクタ電流の変動の位相は、約 π ラジアンずれていることが分る。もし、ディテクタが、従来の考え方どおり、単にマイクロ波負荷変動による発振電圧振幅の変動を検出するものであるならば、位相差は零でなければならぬ。⁷¹⁾この実験結果は、前述の解析の妥当性を説明するとともに、(5.6)式において $\Delta\ell_M$ がほぼ $\frac{1}{4}$ 波長であり、かつ Γ が η より大きいことを示している。LQS発振器のDSC面が、ほぼ基板の端近くにあることがLQS発振器の出力アドミッタンスの測定から推定されるが、LQS発振器中のディテクタの位置がほぼ基板

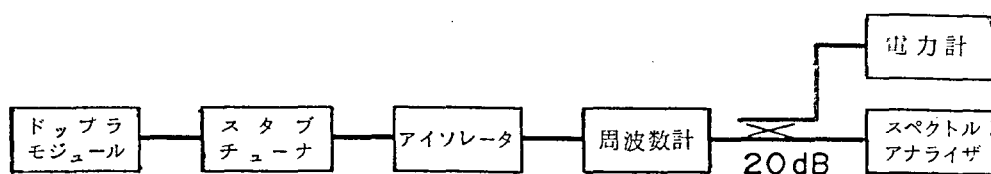


図 5 - 6 負荷効果の測定ブロック図

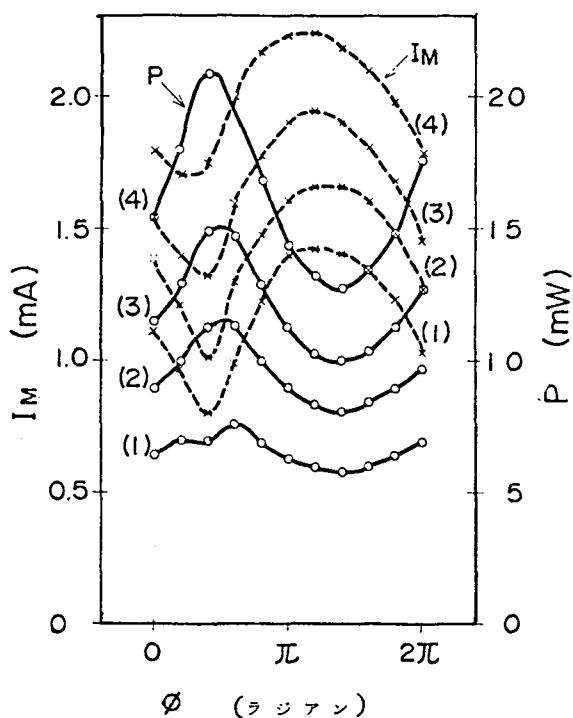


図 5 - 7 様々なバイアス電流における検波
電流 I_M 、出力 P 対スタブチューナの位相 ϕ

$\Gamma=0.2$ 、負荷抵抗 = 100Ω 、バイアス電流(1) 28 mA、
(2) 31 mA、(3) 34 mA、(4) 37 mA

の端から $\frac{1}{4}$ 波長離れたストリップ線路の端にあることから、この $\Delta\ell_M$ の値は
はば妥当であると思われる。

以上の結果、ディテクタ装荷 LQ S 発振器では、(5.6) 式の $\Delta\ell_M$ にこの

値を代入した次式で表わされる。

$$E_D \simeq \eta \Gamma A_0 (G_0 + G_L) \left[-r A_0 (G + G_L) - 2\eta G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \right]_{G=G_0+G_L} \cos \{ 2\beta (\ell_0 \pm vt) \} \quad (5.7)$$

$$|A_0(G)| \text{ および } \left| G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \right|_{G=G_0+G_L} \quad \text{は、一般に発振素子のバイア}$$

ス電流の増加と共に増大するので、 r 、 η の値が適切であれば両方の増加は互いに打ち消し合い、その結果図 5-1 のように、発振出力が増加しても E_D が一定となる特性が得られることが分かる。

5.3 導波管フランジ付 M I C ・ドップラ・モジュール

5.3.1 マイクロストリップ — 導波管の直接変換⁶⁷⁾

ディテクタ装荷 L Q S 発振器を実際にドップラ・モジュールとして使用する場合には、アンテナと接続する必要がある。アンテナは、通常導波管フランジで構成されているので、SMA コネクタから導波管フランジへの変換アダプタが必要となり、その結果、M I C 化によるせっきくの小型化が十分生かされないばかりか、信頼性、コストの点でも不利となる。

そこで、ストリップ線路—導波管変換器を用いて、M I C ・ドップラ・モジュールの出力端を導波管フランジで構成することを検討した。

このようなストリップ線路—導波管変換器⁷³⁾には、ストリップ線路からいったん同軸に変換し、しかるのち導波管に変換する方式と、ストリップ線路から直接導波管に変換する方式がある。直接変換方式には、サスペンディッドストリップ線路^{74) 75) 76)}あるいはスロット線路⁷⁷⁾を用いる方式が、主に 20 ~ 30 GHz 帯で報告されている。しかし、X 帯では、整合がとりにくく、寸法も大きくなり、そう入損も増大するなどの問題があり、同軸モードを介在させる方式が主に採用されている。⁷⁸⁾

本研究では、ストリップ線路ダイポールアンテナ⁷⁹⁾を利用した、10 GHz 近傍における低そう入損のマイクロストリップ—導波管・直接変換法を提案した。ここで述べる変換方式は、方形導波管へも、円形導波管へも、同じアンテナパ

ターンを用いて、同様に変換が可能である。

本変換器の構成を図5-8に示す。図5-8に示すように、ストリップ線路ダイポールアンテナを構成したアルミナ基板を、方形導波管のE面に平行にそう入し、方形導波管TE₁₀モードを励振する。ダイポールアンテナ給電線の平衡-不平衡変換部には、基板に垂直に金属反射板を設け、導波管モードがMIC部分へ伝搬するのを、ほぼ完全にシャ断した。

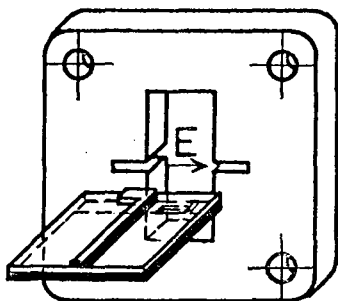


図5-8 マイクロストリップ導波管直接
変換器の構成

本変換器は、発振周波数 $10.525 \pm 10\text{MHz}$ のLQS発振器への接続を目的としているので、変換器の中心周波数は 10.5GHz 付近に設計し、方形導波管はこの周波数で一般的なWRJ-10 ($22.9 \times 10.2\text{mm}$) を使用した。また、ダイポールアンテナ給電用不平衡ストリップ線路の特性インピーダンスは、引出線と同じ 50Ω とし、アルミナ基板はLQS発振器との一体化を考慮して、それと同じ厚さ 0.65mm 、比誘電率 9.7 のものを使用した。

ストリップ線路ダイポールアンテナ・ラジェータの寸法は、本変換器に無反射終端を接続し、入力側VSWRを測定しながら最適値を決定した。バンドの寸法は、1.6節で述べたように容量を考慮して、図5-9のように決定した。また図5-10は、アンテナ給電線平衡不平衡変換部からダイポールまでの長さ b を、 4.5mm (約 $1/4$ 波長) に固定し、寸法 a を変化したときの入力側VSWRの変化を示す。最適値は $a = 7.0\text{mm}$ であった。整合スタブを用いれば、さらに広帯域化が可能である。しかし、4.2.2節で述べたように、LQS発振器へ接続する場合には、広帯域であるよりも、LQS発振器の不要発振モ

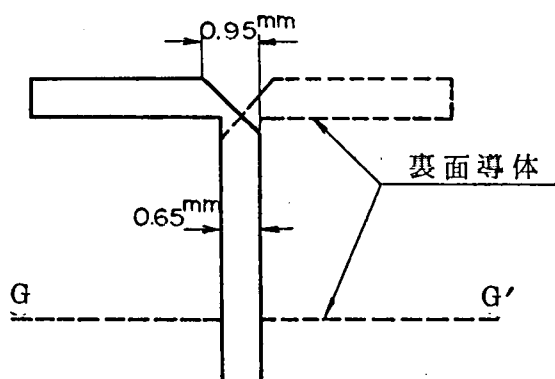


図 5 - 9 ストリップ線路ダイポール
アンテナのパターン寸法

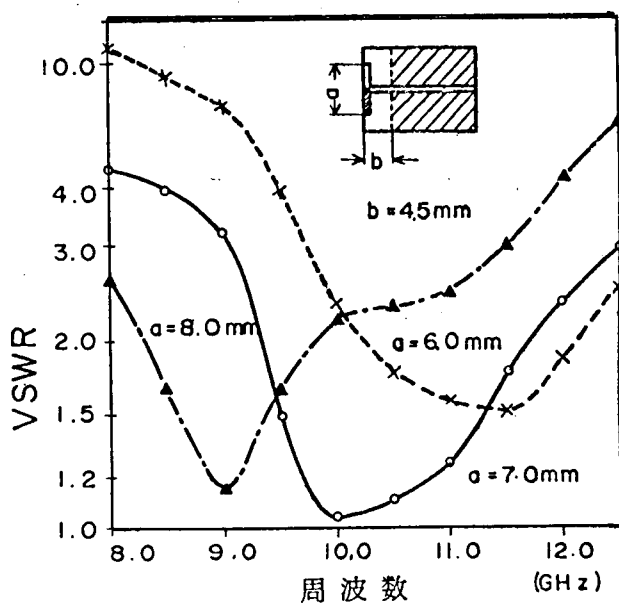


図 5 - 1 0 寸法 a を変えたときの入力側
VSWR 対 周波数

ード周波数付近 (≈ 9.0 GHz) で高 VSWR を持つことが望ましい。図 5 - 10 は、この条件を満足しているので、今回は広帯域化は検討しなかった。

この最適パターンで構成した変換器のそう入損を図5-11に示す。図5-11では、測定に用いたコネクタのそう入損は差引いてある。周波数範囲 10.3 ± 0.7 GHz でそう入損は 0.2 dB 以下であり、低いそう入損失値が実現できた。この値は、ほぼストリップ線路の導体損に等しい。また図5-11には、導波管からストリップ線路、ストリップ線路から導波管と、伝搬の方向を変えて測定した結果を示してあるが、両者にはほとんど差は見られなかった。

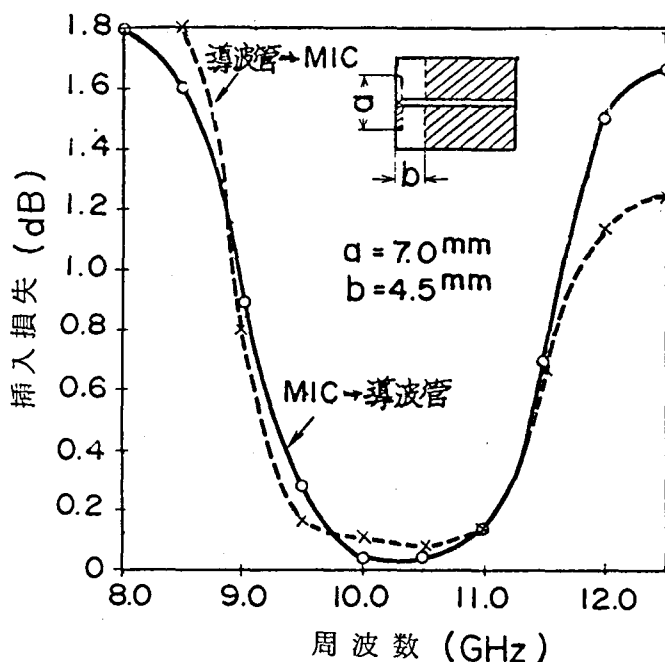


図5-11 最適パターンで構成した変換器のそう入損対周波数

円形導波管 TE_{11} モードは、方形導波管 TE_{10} モードと類似であるため、同様にして変換器が可能である。円形導波管は、方形導波管ほどはっきりした規格がなく、使用周波数が 10 ~ 11 GHz 付近では一般に 20.0 mm 前後の内径のものが使用されている。そこで、内径 20.0 mm の円形導波管、および図5-9と同じストリップ線路プローブ（アンテナ）を用いて、前と同様の変換器を構成した。この変換器の入力側 VSWR、およびそう入損は、方形導波管変換器の場合（図5-10、図5-11）とはほぼ同じ値であった。

円形ホーンアンテナは、その放射指向特性の対称性の故に、ドップラレーダ

用の有用なアンテナとして注目されているが、このようなストリップ線路－円形導波管直接変換器は、MICドップラ・モジュールの円形ホーンアンテナへの直接接続を可能にする。

以上述べたように、本変換器では、極めて簡単な構成ながら、低そう入損を実現した。構成の簡単さは、コスト、特性の再現性の点でも有利と思われる。図5-12に方形導波管(左)、円形導波管(右)への本変換器の外観写真を示す。

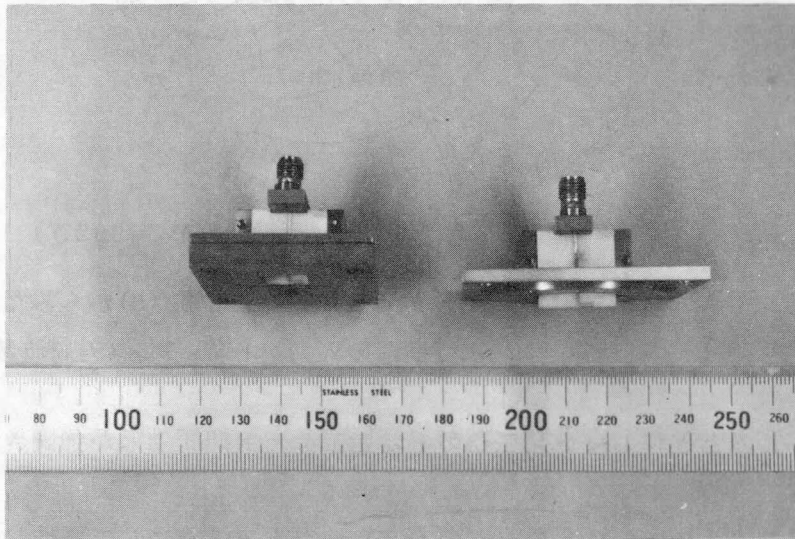


図5-12 本変換器の外観写真

(左；方形導波管用、右；円形導波管用)

5.3.2 導波管フランジ付LQS発振器

4.2.2節で述べたように、LQS発振器に、本変換器のように、不要モード周波数付近で高い反射係数を有する負荷を接続する場合には、不要モード周波数付近でのアドミッタンスを考慮してやる必要がある。

本変換器の入力アドミッタンスは、変換器の平衡－不平衡変換(図5-9 GG')から、3mm離れたマイクロストリップ線上の位置(S)からみたとき、図5-13に示すようになる。つまり不要発振モード周波数付近で大きなコンダクタンス値を示し、かつサセプタンス分の周波数変化も小さいので、4.2.2節の解

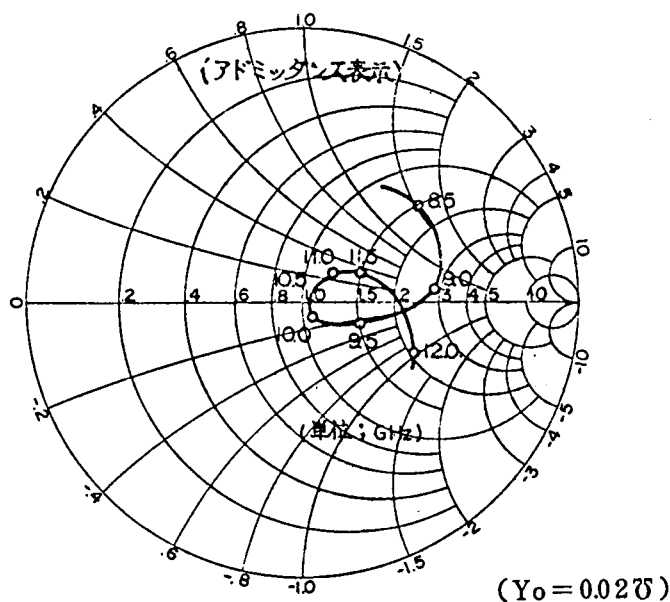


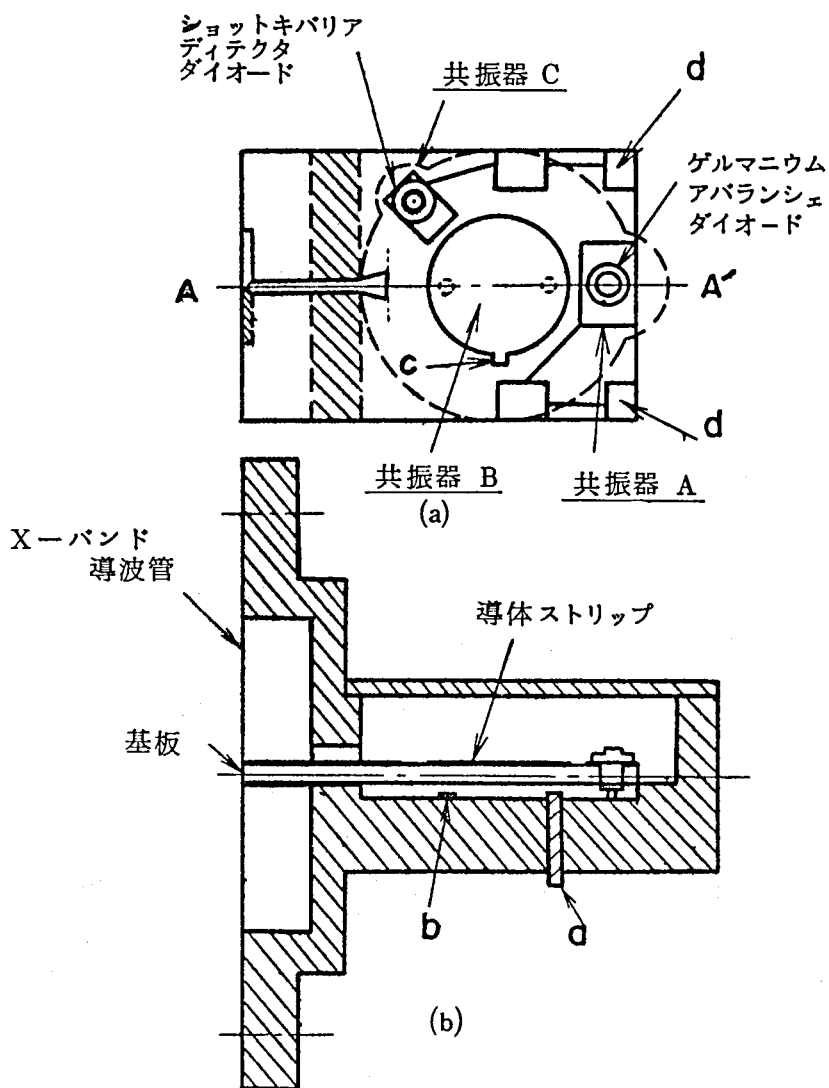
図 5 - 1 3 GG' から 3 mm 離れた位置 (S) からみた
本変換器の入力アドミタンス対周波数

析から、このときに L Q S 発振器の不要発振モード抑圧効果が強調されることが分かる。

この位置 S 上に、L Q S 発振器の D S C 面がくるようにして製作した、導波管フランジ付 L Q S 発振器の構成図を図 5 - 1 4 に示す。

導波管フランジ付にすることによる特性の変化は、ほとんどみられなかった。図 5 - 1 5 に、方形、円形導波管フランジ付 L Q S 発振器の外観写真を示す。

なお、導波管フランジ形のバラクタ同調可能な L Q S 発振器も製作した。この場合にも、導波管フランジ付にすることによる特性の変化は、ほとんどみられなかった。



- a ; 機械同調用ピス b ; 温度補償用チタニア
 c ; 縮退モード分離用突起 d ; ローパスフィルタ

図 5 - 1 4 導波管フランジ付 L Q S 発振器
 の構成

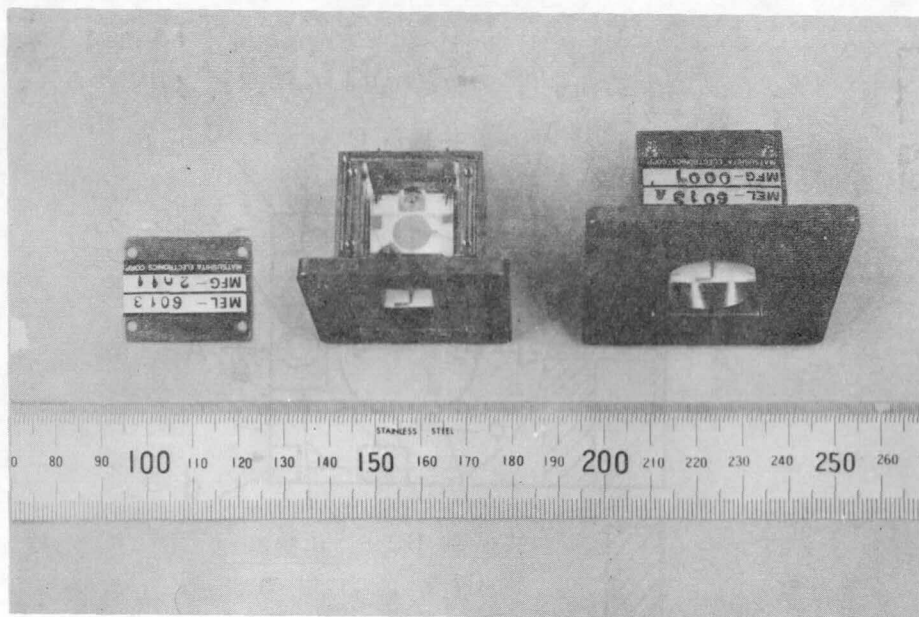


図 5 - 1 5 導波管フランジ付 L Q S 発振器
の外観写真

(左 ; 方形導波管形、右 ; 円形導波管形)

5. 4 移動方向判別アダプタ

移動方向の判別は、普通方向性結合器、サーキュレータなどを用いて、4. 1 . 2 節で述べた Kalmus の方法により行なわれる。⁶⁶⁾ しかし、本研究ではもっと簡単に、単にディテクタが封入されたアダプタを、ディテクタ装荷 L Q S 発振器に装着して移動方向の判別を可能にすることを検討した。本研究での方法も、動作原理は Kalmus の方法と似ている。

アダプタ中のディテクタダイオード(2)の位置は、L Q S 発振器中のディテクタ(1)の位置 (図 5 - 5 の 1 - 1') から $\Delta \ell_s$ だけ離れた位置 (図 5 - 5 の 2 - 2') であると考える。このとき、2 - 2' におけるドップラ信号成分 E_{DD} は、(5. 6) 式と同様にして、次式で与えられる。

$$E_{DD} = k \Gamma \cos \{ 2\beta (\ell_0 - \Delta \ell_s) + \theta + \theta' \} \quad (5. 8)$$

ここに、

$$k = \sqrt{\left\{ r \cdot A_0 (G_0 + G_L) \right\}^2 + \left\{ \eta \cdot 2G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \right\}_{G=G_0 + G_L}^2}$$

$$+ 4r\eta A_0 (G_0 + G_L) G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \bigg|_{G=G_0 + G_L} \cos(2\beta \Delta \ell_s)$$

$$\theta' = 2\cos^{-1} \sqrt{\frac{r \cdot A_0 (G_0 + G_L) + \eta \cdot 2G_L \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \big|_{G=G_0 + G_L} \cos(2\beta \Delta \ell_s) + k}{2k}}$$

物体が近づくか遠ざかるかによって、 ℓ_0 は $\ell_0 \pm vt$ で変化する。その結果、図 5-5 中、1-1' と 2-2' で検出される 2 つのドップラ信号の位相差 ϕ_D は、(5.7)(5.8) 式より、

$$\phi_D = \pm (2\beta \Delta \ell_s - \theta') \quad (5.9)$$

ここで、正、負の符号はそれぞれ、離反および接近に対応している。(5.9) 式より、kalmus の方法と同様にして、 ϕ_D の符号を検出することにより移動方向の判別が可能になる。もっとも効果的に判別が可能となるのは、 $\phi_D = \pm \frac{\pi}{2}$ になるときであり、これは、

$$rA_0 (G_0 + G_L) \geq \eta \cdot 2G_L \cdot \frac{\partial A_0(G)}{\partial G} \bigg|_{G=G_0 + G_L} \quad (5.10)$$

であれば、

$$\Delta \ell_s = \frac{1}{8} (2n + 1) \frac{\pi}{\beta} \quad (5.11)$$

のとき達成できる。

実際に製作したアダプタの構成を図 5-16 に示す。ディテクタ装荷 LQS 発振器の導波管フランジ面からショットキバリアディテクタ(2)までの間隔 L は、実験的に 10 mm と決定した。ディテクタ(2)と導波管アダプタとの結合度は、デ

ディテクタの負荷抵抗を 560Ω とし、無バイアス時にLQS発振器中のディテクタ(1)から得られるドップラ信号レベルとはほぼ同程度の大きさの信号が得られる程度とした。このようなアダプタの入力アドミッタンスを、図5-17に示す。

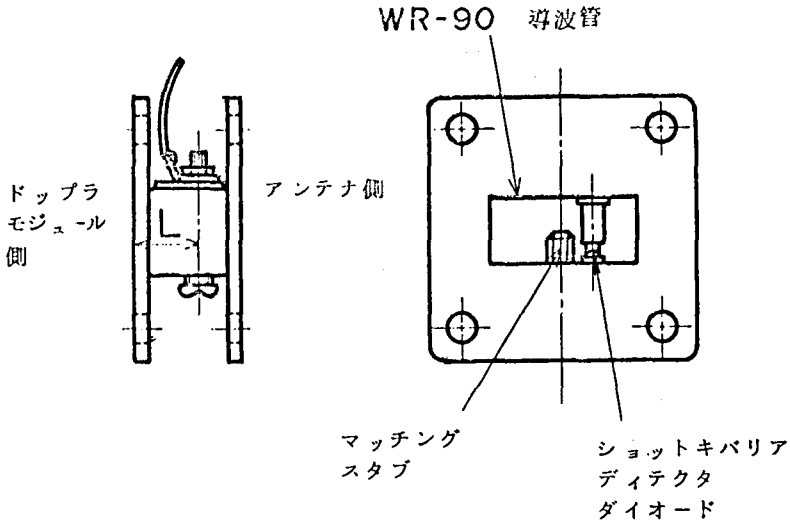


図5-16 方向判別アダプタの構成

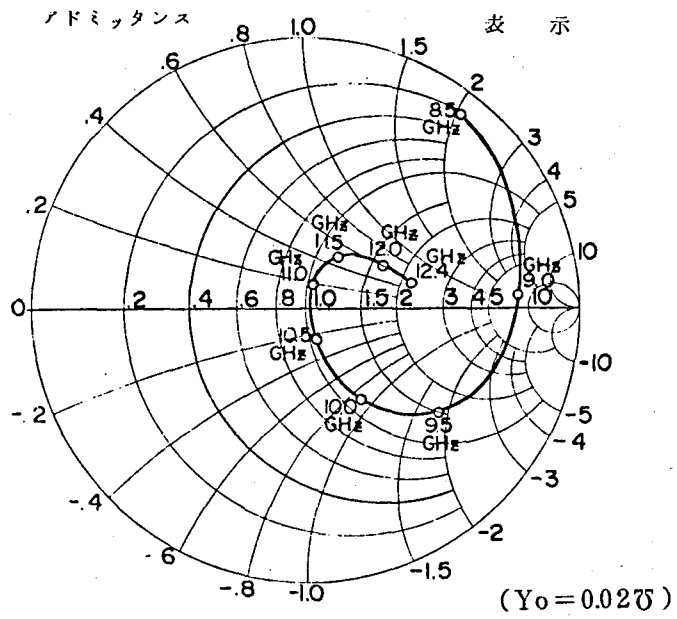


図5-17 DSC面からみたアダプタの入力
アドミッタンス (負荷抵抗= 560Ω)

またアダプタをLQ S発振器に装着したときのドップラ信号レベル、雑音レベル、そう入損失と放射出力の関係を図5-18に示す。測定は、ディテクタ(2)の負荷抵抗を除いて、5. 2. 1節と同じ条件でおこなった。Kalmusの方法に比べ、低そう入損失が得られている。

このような方向判別アダプタを装着した導波管フランジ付LQ S発振器と、装着しないときのLQ S発振器の外観写真を図5-19に示す。

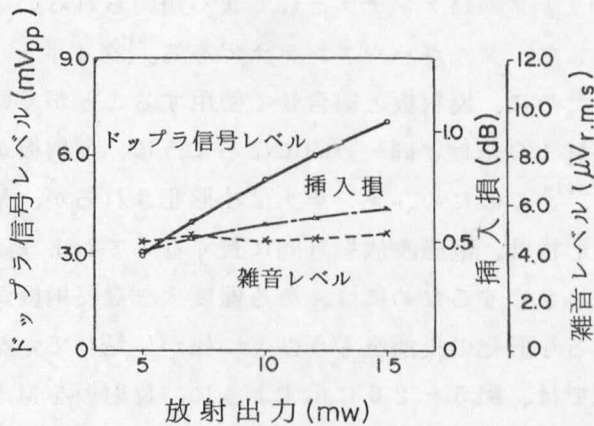


図5-18 LQ S発振器に装着したアダプタのドップラ信号レベル、雑音レベル、そう入損対放射出力

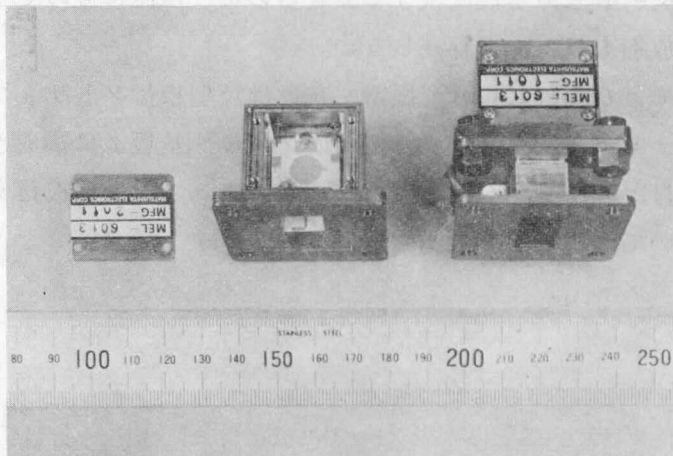


図5-19 アダプタを装着したLQ S発振器と装着しないLQ S発振器

5.5 ストリップ線路アンテナ付薄形ドップラ・モジュール⁶⁸⁾

5.5.1 アンテナ付ドップラ・モジュールの構成

前述したドップラ・モジュールは、アンテナと組合せて速度計や侵入警報装置など様々な用途に使われる。アンテナとしては、通常、パラボラ・アンテナ^{6) 59)}やホーンアンテナなどが用いられている。しかし、これらのアンテナは、その寸法が大きくなるので、アンテナを含めてM I C化することが有利と思われる。

このようなストリップ線路アンテナとしてよく用いられるのは、図5-9にそのパターンを示した、ダイポールアンテナである。⁷⁹⁾ダイポールアンテナは指向性を鋭くするために、反射板と組合せて使用することが多いが、通常、電磁波の放射方向がM I C基板と同一方向になるように、反射板を基板に対し直角方向に構成する。⁸⁰⁾このため、アンテナは小形化されるが、M I C・ドップラ・モジュールの形状は、電磁波放射方向に長くなってしまふ。また、アンテナの逆方向放射を小さくするためには、ある程度大きな反射板が必要であり、結局、M I Cによる小形化の長所をもうひとつ生かし切れていなかった。

そこで、本研究では、図5-20に示すように、反射板をM I C基板に平行に構成し、基板に対して直角方向に電磁波を放射するストリップ線路アンテナと、前述のL Q S発振器を組み合わせたドップラ・モジュールを提案した。⁶⁸⁾この結果、電磁波放射方向に対して極めて薄いドップラ・モジュールが可能となる。また、反射板もある程度大きくできるので、全体に極めて小形でありながら、逆方向放射もほとんど存在しない。

図5-20で、右側はL Q S発振器、左側は反射板付ストリップ線路ダイポール・アンテナである。M I Cは、一枚のアルミナ基板上に構成されている。L Q S発振器は、5.1、5.2節と同じものである。反射板付ダイポール・アンテナについては、次節で説明する。

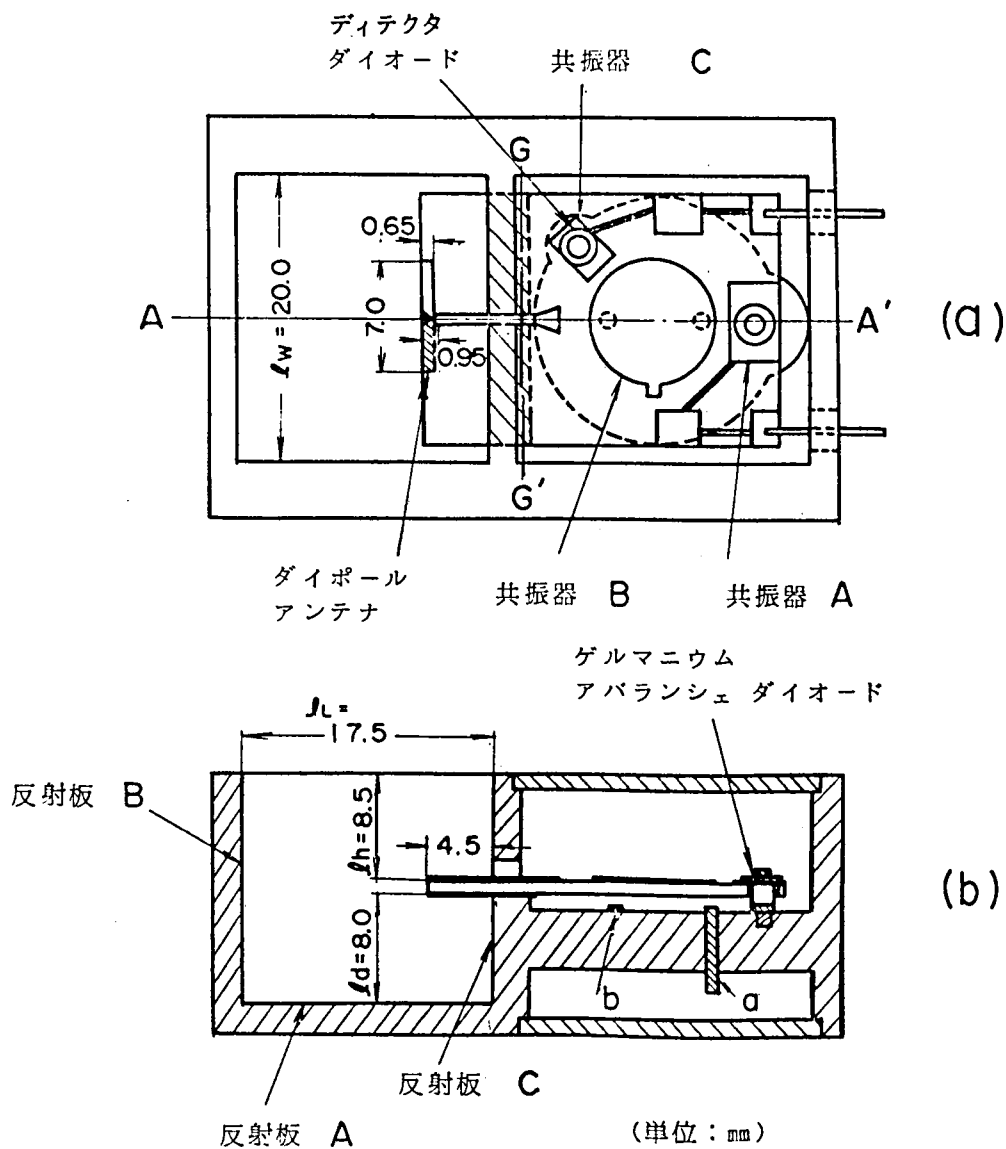


図 5 - 2 0 モジュールの構造

(a) 回路パターン (b) AA' 断面図

a ; 機械同調ビス b ; TiO_2

5.5.2 反射板付・ダイポール・アンテナ

ダイポール・アンテナの寸法は、10.525 GHz 付近で反射板なしのときに、入力 VSWR が最小となるように実験的に決定した。その結果、パターンは、図 5 - 9 とほぼ同じ寸法で良かった。このとき、周波数 10.3 ~ 10.8 GHz で入力 VSWR は 1.3 以下であった。

反射板は、前節で述べたように、基板をささえる容器と一体化して、図 5 - 2 0 に示したように構成した。反射板 A、B、C の寸法は、前と同様に、入力 VSWR が最小となるように実験的に決定した。

寸法 ℓ_d と ℓ_L は、アンテナの入力 VSWR に大きく影響する。他の寸法を固定して、 ℓ_d 、 ℓ_L を変化させたときの入力 VSWR の変化を、図 5 - 2 1、図 5 - 2 2 に示す。 ℓ_d 、 ℓ_L の最適値は、図 5 - 2 0 中に示してあるが、それぞれ、約 $1/2$ 波長、 $1/4$ 波長であった。

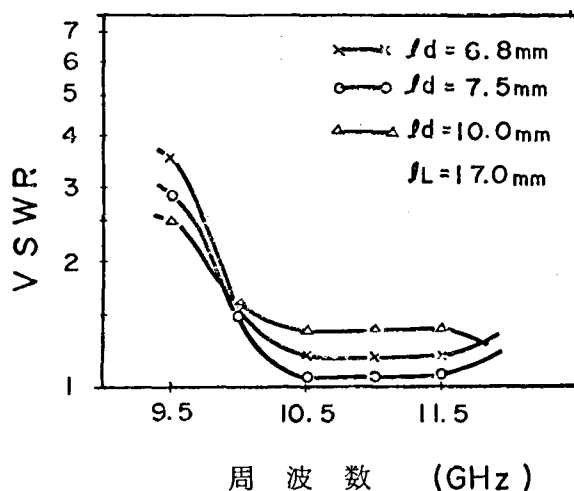


図 5 - 2 1 様々な ℓ_d に対する入力 VSWR

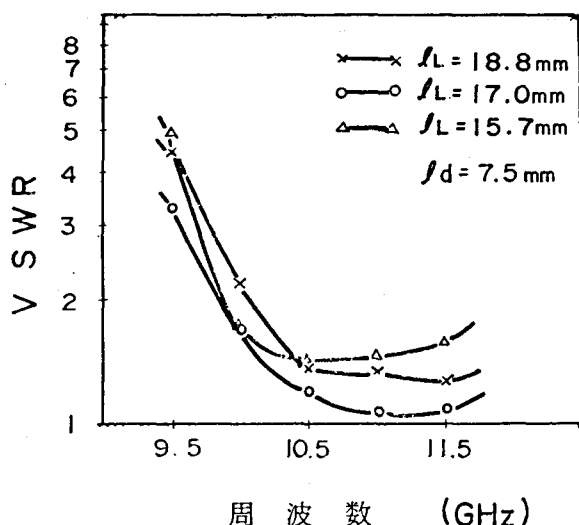


図 5 - 2 2 様々な ℓ_L に対する入力 VSWR

一方、 ℓ_w 、 ℓ_h は、アンテナの入力 VSWR にあまり影響しない。他のパラメータを固定して ℓ_w 、 ℓ_h を変えたときの入力 VSWR の変化を、図 5-23、図 5-24 に示す。故に ℓ_w 、 ℓ_h は発振器の寸法から決定した。

図 2-10 に示したように、 ℓ_h を小さくする程、サスペンディッド構造円形共振器の共振周波数は高くなり、様々な寄生共振点が生じてくる。従って ℓ_h は LQ S 発振器の場合と同じく 8.5 mm とした。

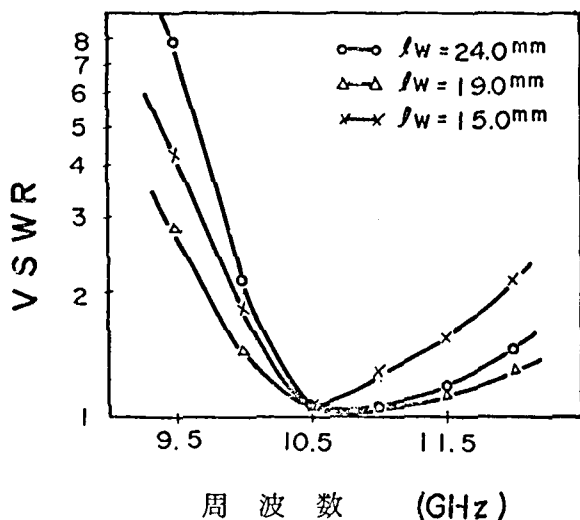


図 5-23 様々な ℓ_w に対する入力 VSWR

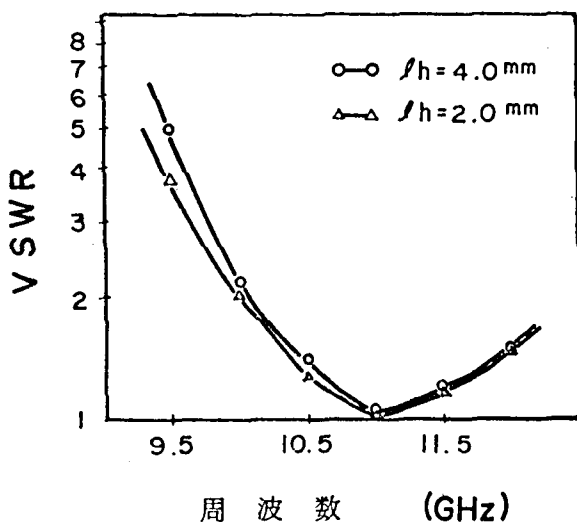


図 5-24 様々な ℓ_h に対する入力 VSWR

5.3.2節と同様に、平衡-不平衡ストリップ線路変換部から3mm離れたマイクロストリップ線路上の位置からみた反射板付ダイポールアンテナの入力アドミッタンスを図5-25に示す。この位置にLQS発振器DSC面がくるように、LQS発振器と接続すれば良い。

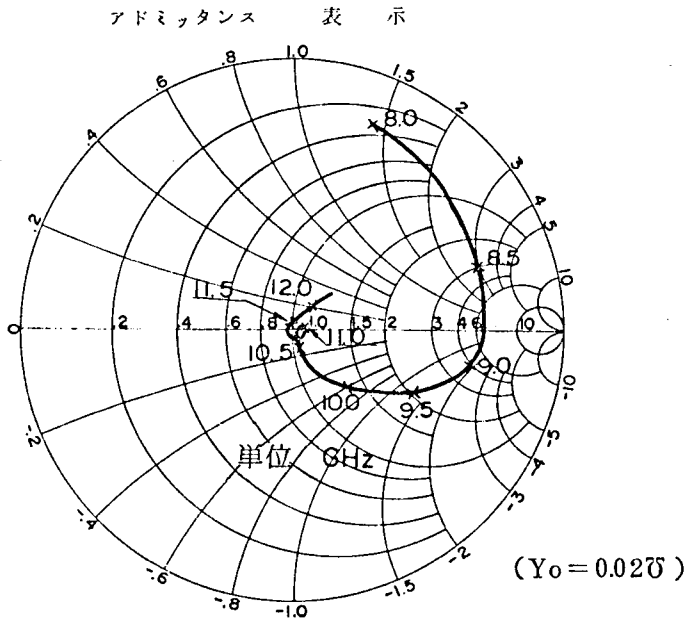


図5-25 DSC面からみた反射板付ダイポール・アンテナの入力アドミッタンス

この反射板付ダイポール・アンテナの指向特性を図5-26に示す。半値角は約60°であり、ダイポール・アンテナの半値角約80°に比べて、若干鋭くなっている。また基板に直角な軸のまわりに、ほぼ対称な形をしていることが分かる。

アンテナの利得(Gant)は、指向特性から近似的に次式により求めることができる。⁴⁾

$$G_{ant} = \frac{10 A \cdot B}{\lambda^2} \quad (5.12)$$

ここで、

$$A = \frac{70 \lambda}{\text{水平半値角}}$$

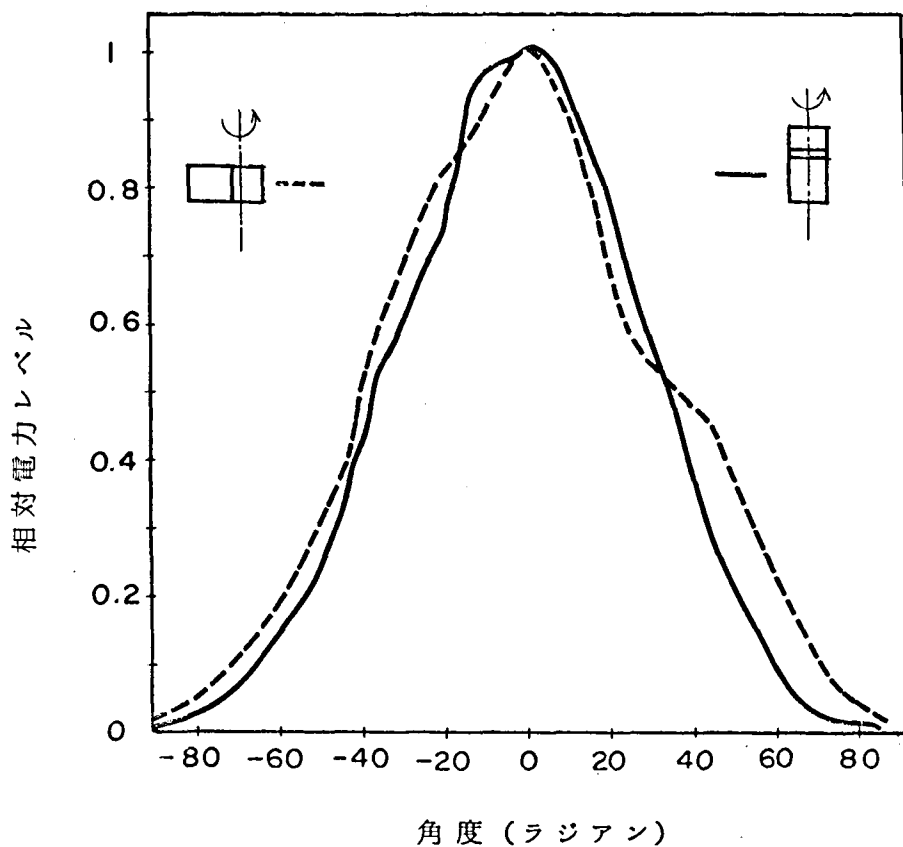


図 5 - 2 6 反射板付ダイポール・アンテナの
指向特性

$$B = \frac{51\lambda}{\text{垂直半値角}}$$

λ = 波 長

である。

図 5 - 2 6 から、(5.1 2) 式を使って計算したアンテナ利得は約 10 dB であった。また、逆方向放射はほとんどみられなかった。

5.5.3 薄形ドップラ・モジュールの性能

以上のようにして構成した、薄形ドップラ・モジュールの放射パターンを、発振素子のバイアス電流をかえて測定した結果を図5-27に示す。これは、図5-26にはほぼ等しい。このM I O薄形ドップラ・モジュールの外観写真を、図5-28に示す。

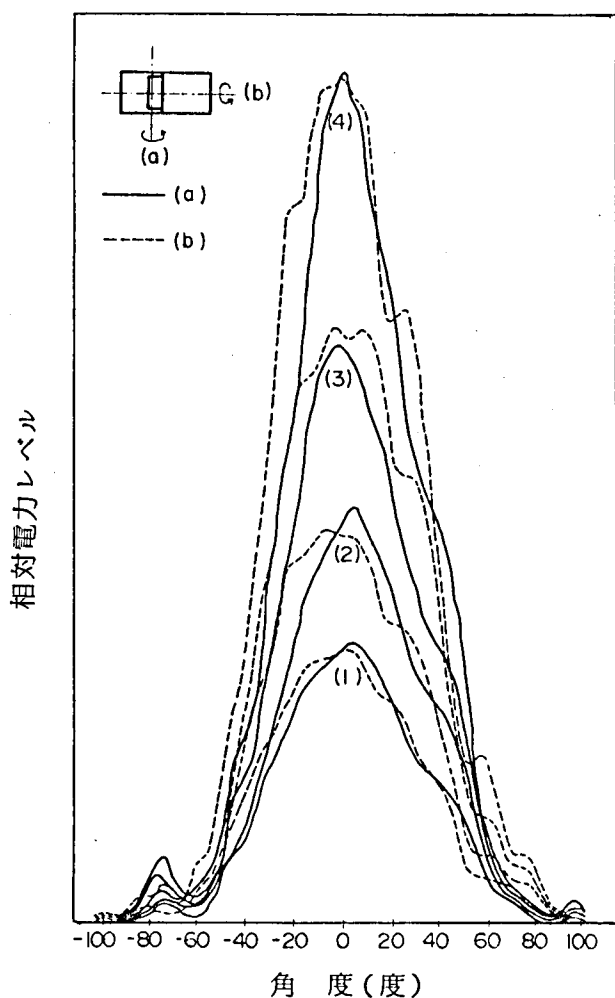


図5-27 放射パターン

バイアス電流 ; (1) 35mA、(2) 39mA、(3) 43mA、(4) 48mA
バイアス電圧 ; 34V

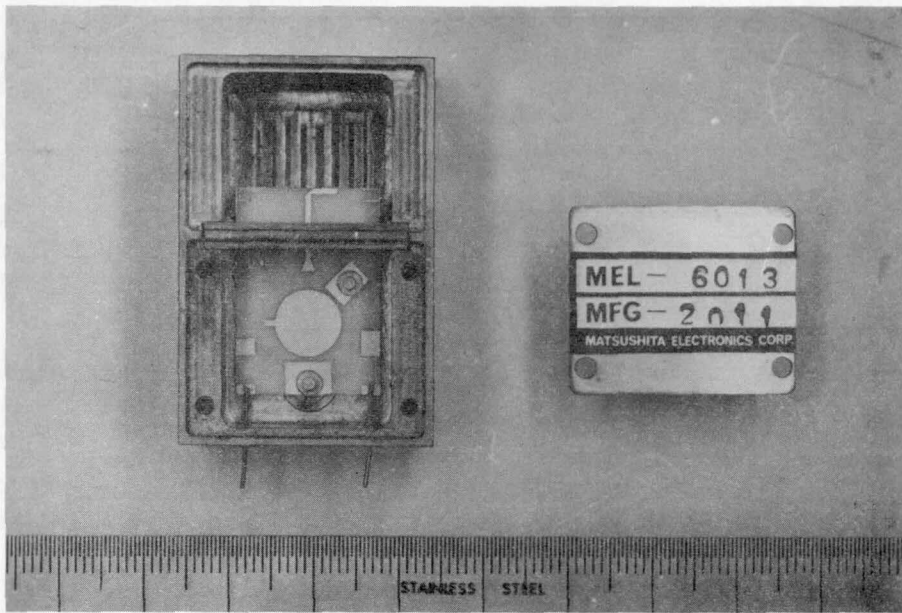


図 5 - 2 8 薄形ドップラ・モジュール

このドップラ・モジュールの検知範囲は次のようにして知ることができる。

一般に、検知に必要な入力信号電力 (P_{in})、放射電力 (P_{out})、アンテナ利得 (G_{ant})、物体の等価反射率 (G_T)、往復空間での損失 (α_s) の間には次の関係が成立する。

$$P_{out} \text{ (dBm)} + 2G_{ant} \text{ (dB)} + G_T \text{ (dB)} - \alpha_s \text{ (dB)} = P_{in} \text{ (dBm)}$$

(5.13)

10.525GHz における G_T と、物体の断面積は、図 5 - 29 のように関係づけられることが知られている。^{4) 81)} 今、物体を人間と仮定して検知範囲を求めてみる。図 5 - 29 より、 $G_T = 41 \text{ dB}$ である。また、ドップラ周波数を 150 ~ 10,000 Hz、放射電力を 10 dBm、検知に必要な入力信号レベルを雑音レベルの 10 dB 以上つまり、 $P_{in} = -90 \text{ dBm}$ とすると、許される α_s は、(5.13) 式より 163 dB となる。

一方、 α_s と検知範囲 (Range) は、図 5 - 30 のようになることが知られている。^{4) 81)} 故に、図 5 - 30 より検知範囲は約 25 m であることが分る。

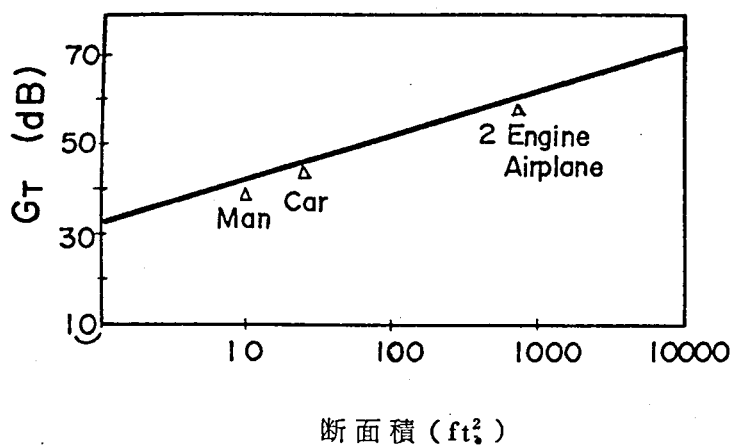


図 5 - 2 9 G_T 对 物体の断面積 (R. C. S)

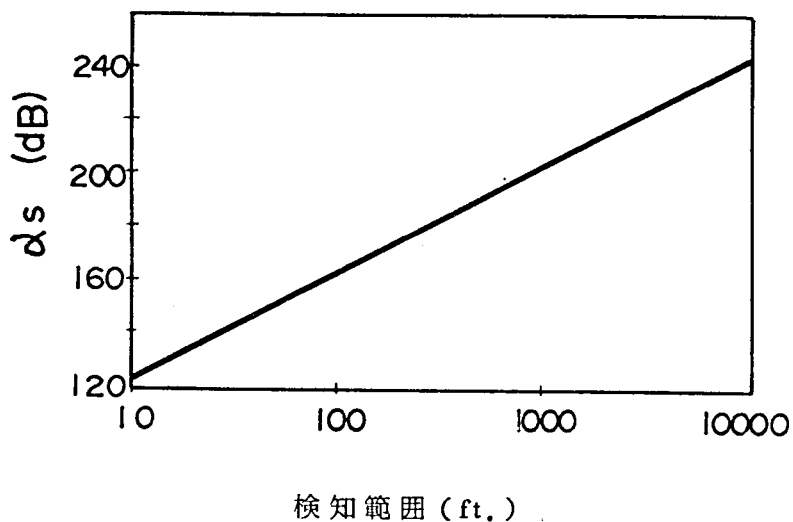


図 5 - 3 0 α_s 对 検知範囲 (Range)

結

論

本論文の前半では、マイクロ波の大衆的な需用のひとつとして期待されている小形ドップラ・モジュールの発振源として、実用上満足できる特性を有するM I C発振器を得るために、著者が提案したL Q S発振器について、その動作原理、構成、諸特性について述べた。また、後半では、L Q S発振器の応用として、いくつかの特長あるM I C小形ドップラ・モジュールを提案し、それらの原理および性能について述べた。

本論文で得られた主な成果を以下にまとめる。

アルミナ基板を用いたサスペンディド構造円形共振器について検討し、共振器各部の寸法と共振器周波数、Q値との関係を明確にした。その結果、 x 帯での無負荷Q値として、700～800という高い値が得られることを確認した。

また、ドップラ・モジュールのドップラ信号処理回路を構成するM I C部品として、低域通過フィルタ、方向性結合器、サーキュレータ、ミキサなどを製作し満足すべき特性を得た。(第2章)

容易に単一モード発振の得られる、M I Cに適した新しい周波数安定化発振器として、L Q S発振器を提案した。このL Q S発振器の不要モード抑圧条件、単一モード発振の得られる被安定化周波数幅、安定度、回路効率などについて数値解析した。その結果、不要モード発振は、実用十分な発振出力60mWが得られるバイアス電流値50mA程度まで完全に抑圧され、単一モード発振が得られること、また、広い単一モード発振周波数幅を得るための最適設計条件が明らかになった。また、低Q共振器の付加による発振モードでのそう入損はわずかであり、安定度もほとんど影響を受けないことを確認した。

次に、発振周波数が10.525GHzのL Q S発振器をサスペンディド構造M I Cにより製作した。発振器製作上、様々な寄生共振点が問題となったが、円形共振器の縮退モード分離による寄生共振点は、円形共振器の一方の端に縮退モード分離用の突起を設けることにより解決できた。また、同調用ビスを、基板下の空気層に挿入することにより、最大450MHzの機械同調を可能にした。このL Q S発振器の不要モード抑圧効果は、低Q共振器の条件を変えたときの発振モードの観測結果から、ほぼ数値解析の結果と一致することが確認できた。

また、様々なアドミッタンス値を有する多数の G_e アバランシュダイオードを用いて、単一共振器からなる発振器の場合と、LQS発振器の場合の発振周波数の分布を調べた結果、後者が前者のはば安定度分の1($\approx 1/4$)になっていることを確認した。試作したLQS発振器の発振出力は20~30mW、プリング周波数は25MHz、 Q_{ex} は200~300、温度安定度はチタニアによる温度補償の結果、 $-10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ であった。また、1Hzバンド幅当りのFM、AM雑音は、オフキャリア周波数1.4KHzでそれぞれ1.5Hz、 -150dB であった。FM雑音は、単一共振器からなる発振器の場合と比較して、LQS発振器では、安定度分の1になっていることを確認した。また、低Q共振器中にそう入されたバラクタダイオードを用いることにより、周波数同調幅30MHzにわたって、直線性の良い、出力変動の少ない電子同調特性が得られることを、実験および数値解析により明らかにした。(第3章)

バラクタ装荷LQS発振器を、サーキュレータ、10dB方向性結合器、ミキサと組み合わせて、MICドップラ・レーダ・フロント・エンドを製作した。LQS発振器に接続されるドップラ信号処理回路は、発振周波数付近では整合がとれているが、不要発振モード周波数付近では高いVSWRを示す。このような負荷をLQS発振器に接続するとき、不要モード周波数付近で発振器の離調時短絡(DSC)面からみた負荷コンダクタンスが大きくなるような位相で接続してやれば、不要モード周波数を含む広い周波数幅にわたって整合のとれた負荷の接続時より、むしろ不要モード発振抑圧効果を増加できることを、実験および解析により明らかにした。

以上のようにして製作したMIC・ドップラ・レーダ・フロント・エンドは、発振周波数 $10.525 \pm 5\text{MHz}$ 、発振出力10~30mW、最小検出感度 -97dBm 、プリング周波数5MHz以下、電子同調周波数偏移幅10~30MHzという良い値を示した。(第4章)

低Q共振器C中にディテクタを封入した、ディテクタ装荷LQS発振器の、ドップラ・モジュールとしての動作を明らかにした。このドップラ・モジュールでは、構造が簡単であるにもかかわらず、最小検出感度 -100dBm 、放射出力10~20mWと、良好な特性が得られた。また、放射出力に依存せずドップラ信号レベルが一定というユニークな特性を示した。このため、周囲条件が変動してもドップラ信号レベルが安定であることを確認した。この現象を説明す

るためには、ディテクタ装荷発振器をドップラ・モジュールとして使うときにディテクタで検出されるドップラ出力は、従来考えられていた発振出力変動によるドップラ信号成分以外に、ドップラ周波数シフトによる成分も含んでいると考えるべきであることを示した。

このディテクタ装荷LQ S発振器と導波管フランジ付アンテナとの直接接続を可能にする新しいマイクロストリップ導波管直接変換器を提案した。これは、アルミナ基板を用いたストリップ線路ダイポールアンテナをプローブとして、基板が導波管のE面に平行になるようにそう入し、導波管の基本モードを励振してストリップ線路から導波管へ直接変換する方法である。試作した変換器は周波数 10.3 ± 0.7 GHz で、VSWR 1.2 以下、そう入損は 0.2 dB 以下であった。本変換法では、円形導波管、方形導波管両方への変換がほぼ同様に可能であった。

この変換器をLQ S発振器と一体化して一枚基板上に構成した導波管フランジ付LQ S発振器は変換器結合前とほぼ同じ特性を示した。

また、ディテクタを内蔵した簡単なアダプタを、導波管フランジ付ディテクタ装荷LQ S発振器に接続することにより、移動方向の判別ができることを、理論、実験により示した。

また、電磁波放射方向が基板面に直角方向になるように反射板を構成したストリップ線路ダイポールアンテナと、ディテクタ装荷LQ S発振器を一体化した、MIC薄形ドップラ・モジュールを提案した。放射パターンは、半値角が約 60 度で、基板面に直角方向に対してほぼ対称であった。この結果、18mmと極めて薄形のドップラ・モジュールが可能になった。(第5章)

本論文で述べたLQ S発振器とそのMIC小形ドップラ・モジュールに関する研究成果は、今後も様々な分野で着実に進行するであろうマイクロ波機器の大衆化のひとつの道程として位置づけられると思われる。

参 考 文 献

120 項欠

参 考 文 献

- 1) 岡村, “マイクロ波集積回路特集、1.総論”, 電子通信学会誌, vol. 52, № 11, p1346-1349, (1969年11月)
- 2) 植之原, “マイクロ波集積回路特集、4.1 概説”, 電子通信学会誌, vol. 52, № 11, p1437-1441, (1969年11月)
- 3) 小西, “マイクロ波集積回路”, 産報
- 4) R. H. Merriam and J. W. Rush, “Microwave doppler sensors”, Microwave J., vol. 17, №7, pp. 27-30, July 1974.
- 5) R. D. Arnold, M. R. E. Bichara, J. W. Eberle, and L.M.Repert, “Microwave integrated circuit applications to radar systems”, Microwave J., vol. 11, pp. 45-52, July 1968.
- 6) “Gunn-effect oscillators in proximity and motion detectors”, Philips product information. 62.
- 7) Heing Beneking, “Microwave circuitry on semiconductors—an approach to MICs”, Proc. 1971, European microwave conf.
- 8) G. R. Antell, “Monolithic mixers for millimeter wavelengths”, Proc. 1971, European microwave conf.
- 9) Harold Jacobs, “Semiconductor dielectric waveguides for millimeter wave functional circuits”, 1973 International G-MTT digest, p28-29.
- 10) J. B. Gunn, “Microwave oscillation of current in n - V semiconductors”, Solid state comm., vol. 1, pp. 88- , 1963.
- 11) W. T. Read, “A proposed high-frequency negative resistance diode”, Bell System Tech. J., vol. 37, pp. 401- , 1958.
- 12) Gailon E. Brehm and Shing Mao, “Varactor tuned integrated Gunn oscillators”, IEEE J., vol. SC-3, p217- , Sept. 1968.
- 13) 浜崎, “マイクロ波集積回路特集、2.1 ストリップ線路”, 電子通信学会誌, vol. 52, № 11, pp. 1350-54, (1969年11月)

- 14) 古川, “マイクロ波ストリップ線路(1)”, エレクトロニクス, pp. 185-191, 昭和50年2月, “マイクロ波ストリップ線路(2)”, エレクトロニクス, pp. 305-310, 昭和50年3月。
- 15) H. A. Wheeler, “Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet”, IEEE Trans., MTT-13, March, 1965.
- 16) M. V. Schneider, “Microstrip line for microwave integrated circuits”, B. S. T. J., pp. 1421-1444, May-June, 1969.
- 17) 浜崎, “マイクロ波ストリップ線路(その2)”, 電子通信学会誌, vol. 52, No. 10, pp. 1249-1255, (1969年10月)
- 18) R. A. Pucel, D. J. Masse and C. P. Hartwig, “Losses in microstrip”, pp. 342-350, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, June, 1968.
- 19) C. P. Hartwig, D. J. Masse and R. A. Pucel, “Frequency dependent behavior of microstrip”, pp. 110-116, G-MTT International Microwave Symposium, May, 1968.
- 20) E. Yamashita and K. Atsuki, “Strip-line with rectangular outer and three dielectric layers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-18, pp. 238-244, May, 1970.
- 21) 山下, “マイクロ波集積回路特集、3.10 ストリップ線路の設計法”, 電子通信学会誌, vol. 52, No. 11, pp. 1426-1430, (1969年11月)
- 22) 太田, 中原, 堀切, “マイクロ波集積回路特集 2.7 基板”, 電子通信学会誌, vol. 52, No. 11, pp. 1381-1384, (1969年11月)。
- 23) 渡辺, “マイクロ波集積回路特集、2.2 回路素子”, 電子通信学会誌, vol. 52, No. 11, pp. 1354-1359, (1969年11月)
- 24) 南部, 高橋, “MIC・Ge・アバランシェ・ダイオード発振器”, 電子通信学会マイクロ波研究会資料, MW73-76, (1973-09)。
- 25) J. Watkins, “Circular resonant structures in microstrip”, Electronics Letters, pp. 524-525, Oct. 1969.
- 26) 許, “マイクロ波平面回路縮退モードの応用”, 電子通信学会マイクロ波

研究会資料, MW71-53, (1971-09).

- 27) 古川, “受動回路素子”, エレクトロニクス, pp. 417-421, 昭和50年4月.
- 28) 吉岡, 南部他, “マイクロ波IC・CW・ドップラ・レーダ・モジュール”, National Technical Report, vol. 21, No. 1, pp. 82-92, Feb., 1975.
- 29) T. G. Bryant and J. A. Weiss, “Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 1021-1027, Dec., 1968.
- 30) 古川, “マイクロ波フェライト応用素子”, エレクトロニクス, pp. 517-521, 昭和50年5月
- 31) C. E. Fay and R. L. Comstock, “Operation of the ferrite Junction circulator”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, p. 15-27, Jan., 1965.
- 32) H. Bosma, “On stripline Y-circulator at u. h. f.”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-12, pp. 61-72, Jan., 1964.
- 33) 古川, “非線形素子とその応用回路”, pp. 962-967, 昭和50年9月.
- 34) 植之原(編), “マイクロ波半導体デバイス”, コロナ社.
- 35) R. L. Johnston, et al., “A silicon diode microwave oscillator”, B. S. T. J., vol. 44, pp. 369- , 1965.
- 36) 宮井, 藤原他, “ゲルマニウムマイクロ波発振器”, NTR, vol. 18, No. 3, pp. 296-302, Jun. 1972.
- 37) C. K. Kim, et al., “High-power and high-efficiency Operation of Read-type IMPATT-diode oscillators”, Electronics Letters., vol. 9, pp. 173-174, 1973.
- 38) M. Takeshima, “Microwave oscillation in germanium avalanche diodes-I”, Japan. J. Appl. Phys., vol. 11, pp. 1810-1819, Dec., 1972.
- 39) M. Gilden and M. E. Hines, “Electronic tuning effect in the

- Read microwave avalanche diodes ", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-13, pp. 169- , 1966.
- 40) 南部, "MIC安定化発振器", 電子通信学会マイクロ波研究会技報, MW75-126, pp. 65-70, 1976.
 - 41) D.L. Scharfetter and H.K. Gummel, "Large-signal analysis of a silicon Read diode oscillator", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-16, pp. 64- , 1969.
 - 42) J.C. Slator, "Microwave electronics", Dover, p190-205.
 - 43) M.P. Wasse and E. Denison, "An array of pulsed X-band microstrip Gunn diode transmitters with temperature stabilization", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, No. 7, pp. 616-622, July, 1971.
 - 44) 東他, "ストリップ線路アバランシェダイオード発振器", 昭和44年度電子通信学会全国大会。
 - 45) R.J. Wagner, et al., "X-band IMPATT microstrip power sources", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-3, pp. 221- , 1968.
 - 46) 小松山, 門馬, "帯域反射形固体発振器", 昭和48年度電気四学会連合大会, 172, pp. 670-673.
 - 47) K. Shirahata, "Stabilization of solid state microwave oscillator by loading BRF", 1969 European Microwave Conf., pp. 8-12, London (1969-9).
 - 48) 古川, "能動2端子素子の応用回路", エレクトロニクス, 昭和50年8月, pp. 859-863.
 - 49) K. Kurokawa, "Some basic characteristics of broadband negative oscillator circuits", B.S.T.J., vol. 48, pp. 1937-1955, July-Aug., 1969.
 - 50) K. Kohiyama and K. Momma, "A new type of frequency-stabilized Gunn oscillator", Proc. IEEE (Lett.), vol. 59, pp. 1532-1533, Oct., 1971.
 - 51) F.M. Magalhaes and K. Kurokawa, "A single tuned oscillator

- for IMPATT characterization ", Proc. IEEE, vol. 58, pp. 831-832, May., 1970.
- 52) S.Nagano and H.kondo, " Highly stabilized half-watt IMPATT oscillator ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-18, pp.885-890, Nov., 1970.
 - 53) J. R. Ashley and C.B. Searles, " Microwave oscillator noise reduction by a transmission stabilizing cavity ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp.743-748, Sept. 1968.
 - 54) E. J. Shelton, Jr., " Stabilization of microwave oscillators", IRE Trans. Electron Devices, ED-1, pp. 36- , Feb., 1954.
 - 55) S.Nanbu, " A stabilized MIC oscillator using a germanium avalanche diode ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp.150-151, Mar., 1976.
 - 56) 南部, " 低Q共振器の結合によるMIC安定化発振器の不要モードの抑圧 ", 電子通信学会論文誌, vol. 61-B, №4, pp. 250-257, 4月, 1978.
 - 57) Collins, " Microwave magnetrons ", McGraw-Hill Book Co. Inc, Chap. 16, 1948.
 - 58) 小口, " マイクロ波およびミリ波回路 ", 丸善。
 - 59) " X-band doppler radar modules ", Hewlett Packard Technical Data 1, Nov., 71.
 - 60) R. Adler, " A study of locking phenomena in oscillator ", Proc. IRE, vol. 34, pp. 351- , 1946.
 - 61) J. R. Ashley, C. B. Searles and F.M. Palka, " The measurement of oscillator noise at microwave frequencies ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp.753- , Sept., 1968.
 - 62) W. K. Saunders, " Post-war developments in continuous-wave and frequency-modulated radar, " IRE Trans. Aerospace and

- Navigational Electronics, vol. 8, pp. 7-19, 1961.
- 63) Ole K. Nilssen, "New methods of range measuring doppler radar," IRE Trans. Aerospace and Navigational Electronics, vol. 9, pp. 255-265, 1962.
- 64) 田村, 中村, 北原, "自動車走行速度測定用レーダスピードメータ", 三菱電機技報, vol. 42, No. 5, pp. 758-761, 1968.
- 65) Wesley D. Boyer, "A duplex, doppler phase comparison radar," IEEE Trans. Aerospace and Navigational Electronics, vol. 10, pp. 27-33, 1963.
- 66) H. P. Kalmus, "Direction sensitive doppler device", Proc. IRE, vol. 43, pp. 698-700, June, 1955.
- 67) 南部, "ストリップ線路導波管変換器とそのMIC安定化発振器への応用", 電子通信学会論文誌, vol. 61-B, No. 4, pp. 258-264, April, 1968.
- 68) S. Nanbu, "An MIC doppler module with output radiation normal to the substrate plane", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 3-5, Jan., 1978.
- 69) S. Nanbu, "A new doppler module", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 192-196, Mar., 1978.
- 70) S. Nagano and Y. Akaiwa, "Behavior of Gunn diode oscillator with a moving detector as a self-excited mixer and a load variation detector", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 906-910, Dec., 1971.
- 71) 小谷, 三井他, "検波ダイオード装荷によるガン発振器の負荷変動検出特性", 電子通信学会論文誌, vol. 58-B, No. 5, pp. 203-210, May, 1975.
- 72) 高橋, 鳥塚他, "Xバンド・CW・レーダ・フロント・エンドの集積化", 電子通信学会マイクロ波研究会資料, MW72-25, (1972-06).
- 73) 伊藤, 横内他, "マイクロストリップ変換器", 電子通信学会マイクロ波研究会資料, MW71-43, (1971-01).
- 74) R. H. Knerr, "A new type of waveguide-to-stripline Tran-

- sition", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp.192- , May, 1968.
- 75) B.Glance and R.Trambarulo, "A waveguide to suspended stripline transition", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, pp.117- , Feb., 1973.
- 76) J.H.C. van Heuven, "A new integrated waveguide-microstrip transition", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp.144- , March, 1976.
- 77) 岡村, 八木他, "20 GHz、MIC受信周波数変換器", 電子通信学会マイクロ波研究会資料, MW71-81, (1971-11).
- 78) M.V. Schneider, B. Glance and W.F. Bodtmaum, "Microwave and millimeter wave hybrid integrated circuits for radio systems", B. S. T. J., vol. 48, №6, pp.1703- , July-Aug., 1969.
- 79) 羽石, 小林, 田中, "MIC用素子アンテナ", 電子通信学会アンテナ伝播研究会資料, Ap72-56.
- 80) M.P. Wasse and E. Denison, "An array of pulsed X-band microstrip Gunn diode transmitters with temperature stabilization", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp.616-622, July, 1971.
- 81) M. I. Skolnik, "Introduction to radar systems", New York, McGraw-Hill, p68- , 1962.

著 者 発 表 文 献

128 項欠

著 者 発 表 文 献

1. “MIC Ge アバランシュダイオード発振器”，電子通信学会 マイクロ波研究会資料，MW 73-76 (1973-09)
2. “MIC 発振器の新しい安定化法”，昭和50年度電子通信学会全国大会予稿集 752
3. “マイクロ波 IC・CW・ドップラ・レーダ・モジュール”，National Technical Report, vol. 21, No. 1, pp. 82-92, Feb. 1975.
4. “MIC 安定化発振器”，電子通信学会マイクロ波研究会技報，MW 75-126, pp. 65-70, 1976.
5. “A Stabilized MIC Oscillator using a Germanium Avalanche Diode”，IEEE Trans. Microwave Tech., vol. MTT-24, pp. 150-151, Mar. 1976.
6. “MIC 簡易形ドップラレーダ(1)”，昭和51年度電子通信学会全国大会予稿集 729
7. “MIC 簡易形ドップラレーダ(2)”，昭和52年度電子通信学会光・電磁波部門全国大会予稿集 205
8. “MIC-導波管直接変換器”，電子通信学会マイクロ波研究会技報，MW 76-126, pp. 69-74 (1977-01)
9. “An MIC Doppler Module with Output Radiation normal to the Substrate plane”，IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 3-5, Jan. 1978.
10. “A New Doppler Module”，IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 192-196, Mar. 1978.
11. “低Q 共振器の結合によるMIC 安定化発振器の不要モードの抑圧”，電子通信学会論文誌，vol. 61-B, No. 4, pp. 250-257, 4月(1978)。
12. “ストリップ線路-導波管直接変換器とそのMIC 安定化発振器への応用”，電子通信学会論文誌，vol. 61-B, No. 4, pp. 258-264, 4月(1978)。

付 録

130 頃欠

付 録

A. 1 L Q S 発振器の解析

A. 1. 1 (3. 1 0) (3. 1 1) 式の誘導

2つの共振器A、Bからなる結合共振器を、図A-1のように表わす。なお、 G_L を共振器Bの負荷コンダクタンスとする。このとき、両共振器の結合度 k は、相互インダクタンス M により $k^2 = M^2 / L_A L_B$ で表わされる。

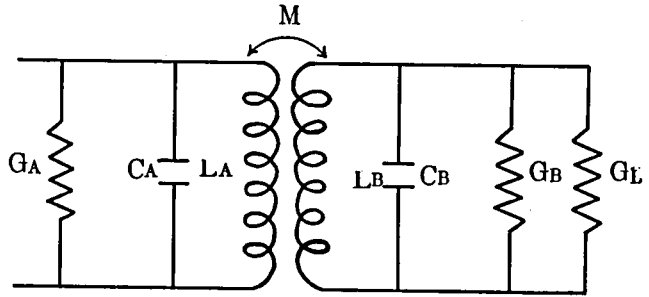


図 A - 1

図A-1で、

$$2\pi f_A = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}} \quad , \quad 2\pi f_B = \frac{1}{\sqrt{L_B C_B}} \quad , \quad Q_A = \frac{2\pi f_A C_A}{G_A}$$

$$Q_B = \frac{2\pi f_B C_B}{G_B (1 + \beta)} \quad , \quad G_L = \beta G_B \quad (A. 1)$$

なる関係を用いれば、(3. 1 0) (3. 1 1) 式が誘導できる。

A. 1. 2 (3. 1 4) (3. 1 5) 式の誘導

f_1 、 f_2 は、次式を満す f_A の値である。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial b(f, f_A)}{\partial f} = 0 \\ b(f, f_A) = 0 \end{array} \right. \quad (A. 2)$$

$$(A. 3)$$

(A . 2) 式は $2Q_B\delta(f) \approx \pm 1$ のとき満足されるので、(A . 3) 式より、

$$a \approx \pm \frac{1}{2Q_B} \left\{ 1 - \frac{1}{2} (Q_B k)^2 \right\} \approx \pm \frac{1}{4} (Q_B k^2) \quad (A.4)$$

故に、(3.14) (3.15) 式が誘導できる。

A. 1.3 (3.24) (3.25) 式の誘導

$b(f_0) = 0$ の両辺を f_A で偏微分すると、

$$\frac{\partial b(f_0)}{\partial f_A} = -\frac{1}{f_B} + \frac{1}{f_B} \frac{\partial f_0}{\partial f_A} \left\{ 1 - \frac{(Q_B k)^2 (1 - (2Q_B \delta(f_0))^2)}{1 + (2Q_B \delta(f_0))^2} \right\} = 0 \quad (A.5)$$

故に (3.24) 式が誘導される。また、 $b_T(f_0) = 0$ を f_A で偏微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{\partial b_T(f_0)}{\partial f_A} &= g(f_0) \frac{\partial}{\partial f_A} \left(-a_{T+} + \delta_T(f_0) \left(1 - \frac{(Q_c k_v)^2}{1 + (2Q_c \delta_T(f_0))^2} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(-a_{T+} + \delta_T(f_0) \left(1 - \frac{(Q_c k_v)^2}{1 + (2Q_c \delta_T(f_0))^2} \right) \right) \frac{\partial}{\partial f_A} g(f_0) \right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (A.6)$$

$g(f_0) \approx 0$ 、 $b_T(f_0) = 0$ であるから、(A . 6) 式は次式になる。

$$\frac{\partial}{\partial f_A} \left(-a_{T+} + \delta_T(f_0) \left(1 - \frac{(Q_c k_v)^2}{1 + (2Q_c \delta_T(f_0))^2} \right) \right) = 0 \quad (A.7)$$

(A . 7) 式は次式に変形できる。

$$-\frac{1}{f_c} \frac{\partial f_+}{\partial f_A} + \frac{1}{f_c} \frac{\partial f_0}{\partial f_A} \left\{ 1 - \frac{(Q_c k_v)^2 (1 - (2Q_c \delta_T(f_0))^2)}{1 + (2Q_c \delta_T(f_0))^2} \right\} = 0 \quad (A.8)$$

$\frac{\partial f_+}{\partial f_A} = \frac{1}{S_0}$ であるので、(3.25) 式が誘導される。

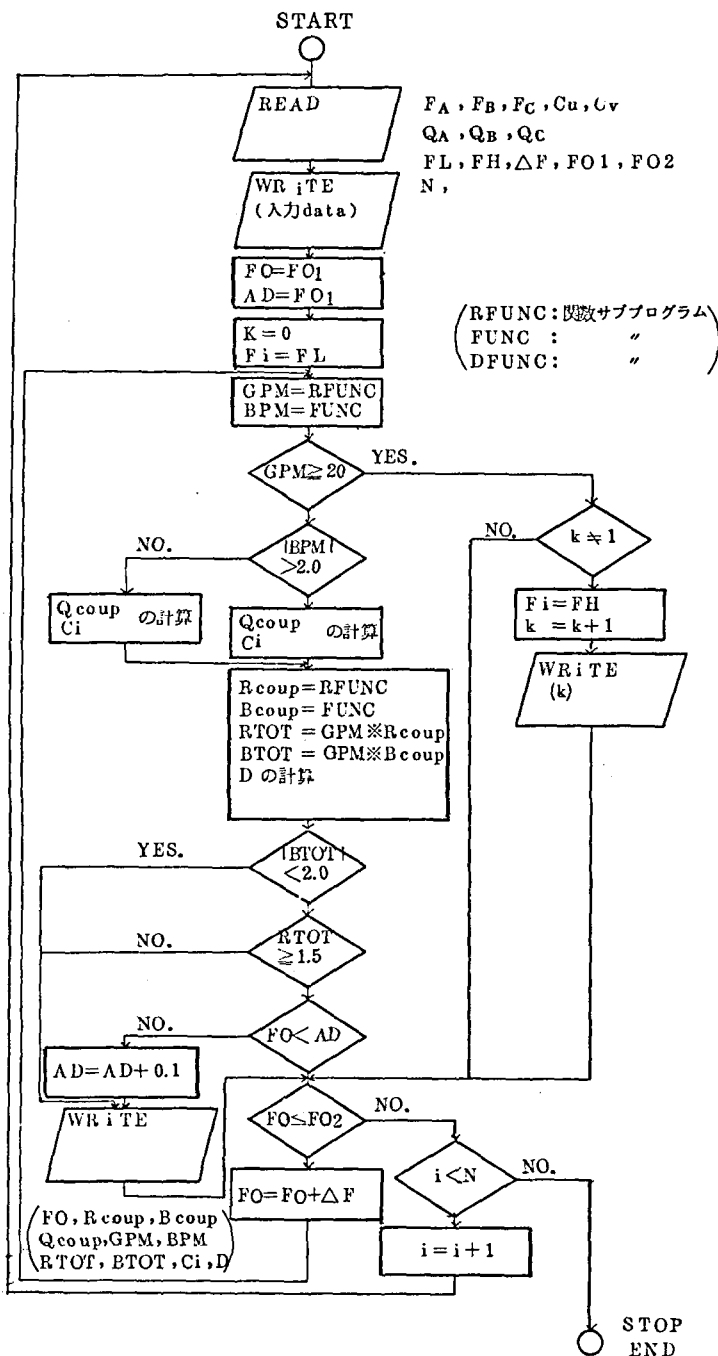
A. 2 LQS発振器アドミッタンスの数値解析フロー・チャート

A. 2.1 図3-11～図3-14の計算フロー・チャート

(図A-2)

A. 2.2 図3-40の計算フロー・チャート

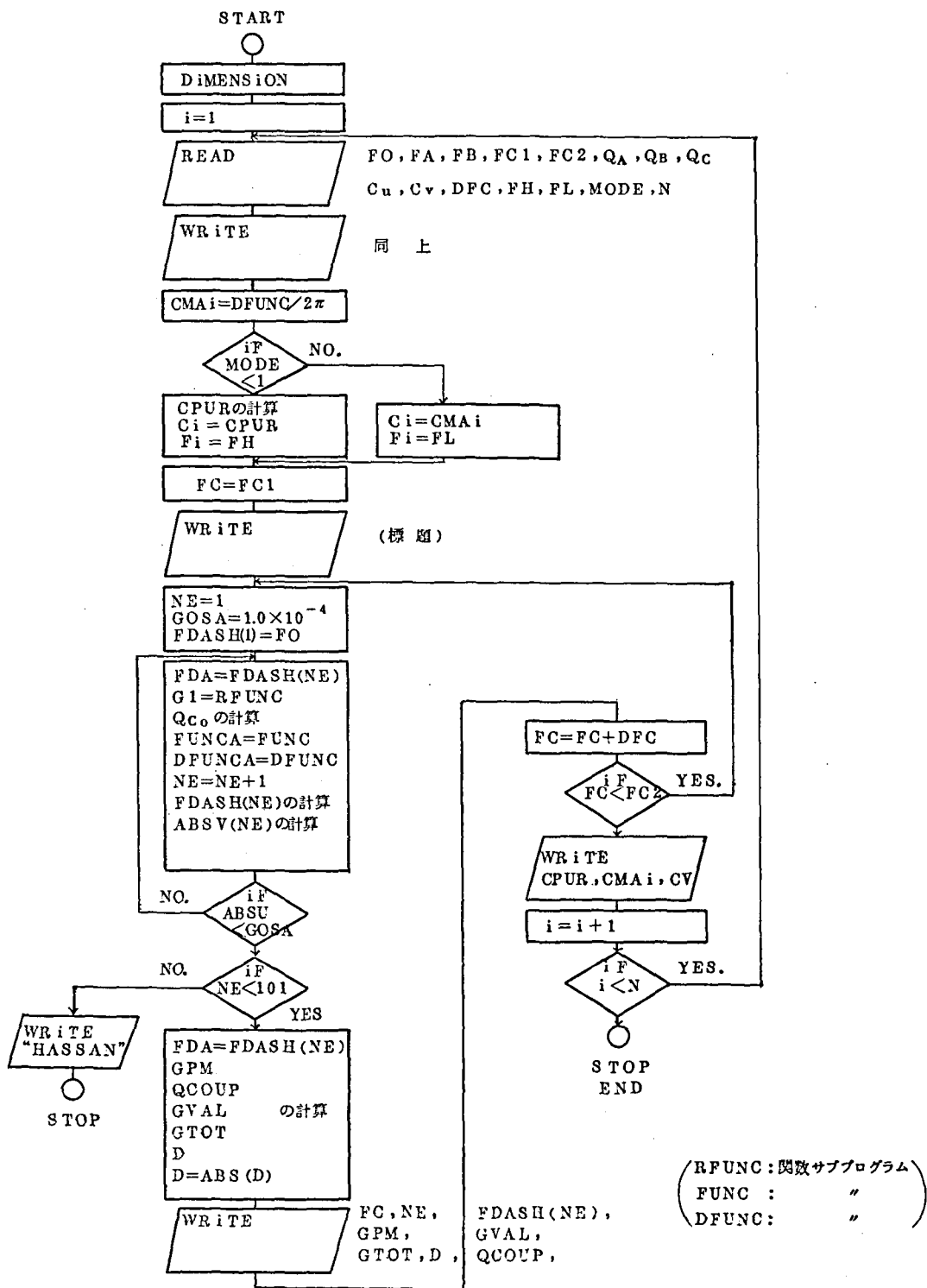
(図A-3)



記号の意味

FA ; f_A
 FB ; f_B
 Fc ; f_c
 Cu ; k
 Cv ; k_v
 QA ; Q_A
 QB ; Q_B
 QC ; Q_C
 FL ; f_-
 FH ; f_+
 ΔF ; 周波数増分
 FO1 ; 始めの周波数
 FO2 ; 終りの "
 N ; data の数
 AD ; 共振点近傍にいて
 data を write す
 るための変数
 RFUNC ; 2重共振器の
 コンダクタンス
 FUNC ; 2重共振器の
 サセプタンス
 GPM ; 2重共振器 AB の
 コンダクタンス
 BPM ; 2重共振器 AB の
 サセプタンス
 Qcoup ; 2重共振器 AB
 の等価 Q_0
 Ci ; 等価容量
 BTOT ; 全体のサセプタンス
 RTOT ; " コンダクタンス
 D ; 計算の精度を示す量
 k ; f_+ モード、 f_- モード
 の区別

図 A-2 LQS 発振器アドミッタンスの計算フロー・チャート



図A-3 LQS 発振器電子同調数値解析フロー・チャート

記 号 の 意 味

FO	; 共振周波数計算時の初期値	FUNCA	; 計算途中の変数
FA	; $=f_A$	DFUNCA	; " "
FB	; $=f_B$	ABSV(NE)	; 計算途中のFDASH (NE)の誤差の絶対 値
FC1	; f_c の下限	GPM	; 結合共振器の共振周波数 でのコンダクタンス
FC2	; f_c の上限	Qcoup	; 結合共振器の Q_0
QA	; $=Q_A$	GVAL	; 全体のコンダクタンス/ GPM
QB	; $=Q_B$	GTOT	; 全体のコンダクタンス
QC	; $=Q_C$	D	; 近似の精度
Cu	; $=k$	FUNC	; 2重共振器サセプタンス
Cv	; $=k_v$	RFUNC	; " コンダクタンス
DFC	; f_c の増分	DFUNC	; " サセプタンスの 1階微分
FH	; $=f_+$		
FL	; $=f_-$		
MODE	; $f_{+mode(0)}$ 、 $f_{-mode(2)}$		
N	; data 数		
CMA i	; 結合共振器の f_{-mode} 等価容量		
CRuR	; " f_+ " "		
C i	; " の等価容量		
F i	; " の共振周波数 (f_+ or f_-)		
FC	; $=f_c$		
NE	; 共振周波数計算時の引数		
GoSA	; Newton Laplace 法、根 の誤差		
FDASH(NE)	; 共振周波数(計算 途中)		
G1	; $=G_A$		
FDA	; $=FDASH(NE)$		
QCO	; 結合共振器の Q_0 (計算途中)		

辭

謝

謝

辞

この研究をまとめるに当って、京都大学工学部田中哲郎教授のご指導、ご鞭撻を賜りました。厚くお礼申し上げます。

また、この研究を遂行するに当って、松下電子工業研究所水野所長のご指導、ご鞭撻を賜りました。また、京都大学工学部佐々木教授、中島助教授には、有益な討議やご教示を賜りました。また、松下電子工業研究所半導体研究部寺本部長、竹島課長には、有益な討議やご教示を賜りました。また応用開発部吉岡課長、宮井課長他の皆様には、有益な討議や実験の面でご協力いただきました。

ここに上記の方々ならびに関係各位に深く感謝いたします。